

ŘADA B
PRO KONSTRUKTÉRY

ČASOPIS
PRO RADIOTECHNIKU
A AMATÉRSKÉ VYSÍLÁNÍ
ROČNÍK XXVII/1978 ČÍSLO 6

V TOMTO SEŠITĚ

Vázení čtenáři 201

PŘENOSOVÉ A SPEKTRÁLNÍ ANALYZÁTORY

I. Lineární obvody

Základní obvodové prvky 202

Impulsní signály 204

Lineární obvody a periodické nesinusové signály 205

II. Měřicí metody

Kmitočtová oblast 209

Časová oblast 210

Spektrální analýza 211

III. Přenosové analyzátory

Nízkofrekvenční kmitočtové

rozmitače 212

Obrazové (video) a v rozmitače 219

Přesnost a přehlednost měření 224

Kmitočtová oblast 224

Úrovňová oblast 224

Programovaná

a automatizovaná měření 225

Vf vedení, imedanční

přizpůsobení 226

Analýzátory komplexních

přenosových a imitancních

parametrů 228

IV. Spektrální analyzátory

Analýzátor HP 8553/8552 229

Analýzátor HP 3580A 230

V. Konstrukce nízkofrekvenčních (sweeperu)

Popis řešení 232

Konstrukce 236

Oživení, nastavení 236

Seznam součástek 237

Literatura 237

AMATÉRSKÉ RADIO ŘADA B

Vydává ÚV Svazarmu ve vydavatelství Magnet, Vladislavova 26, PSČ 113 66 Praha 1, telefon 26 06 57-1. Šéfredaktor ing. F. Smolík, zástupce Luboš Kaloušek. Redakční rada: K. Bartoš, V. Brzák, K. Donát, A. Glanc, I. Harminc, L. Hlinský, P. Horák, Z. Hradský, ing. J. T. Hyan, ing. J. Jaroš, doc. ing. dr. M. Joachim, ing. J. Klábal, RNDr. L. Kryška, PhDr. E. Křížek, ing. I. Lubomirský, K. Novák, ing. O. Petráček, ing. J. Vackář, CSc., laureát st. ceny KG, ing. J. Zima, J. Ženíšek, laureát st. ceny KG. Redakce Jungmannova 24, PSČ 113 66 Praha 1, telefon 26 06 52-7, šéfred. linka 354, redaktor I. 353. Ročně vyjde 6 čísel. Cena výtisku 5 Kčs, celoroční předplatné 30 Kčs. Rozšiřuje PNS, v jednotkách ozbrojených sil vydavatelství Magnet, administrace Vladislavova 26, Praha 1. Objednávky přijímá každá pošta i doručovatel. Objednávky do zahraničí vyřizuje PNS, vývoz tisku, Jindřišská 14, Praha 1. Tiskne Naše vojsko, n. p. závod 08, 162 00 Praha 6-Liboc, Vlastina 710. Inzerce přijímá vydavatelství Magnet, Vladislavova 26, PSČ 113 66 Praha 1, telefon 26 06 51-7, linka 294. Za původnost a správnost příspěvků ručí autor. Návštěvy v redakci a telefonické dotazy pouze po 14 hodině. Číslo indexu 46044.

Toto číslo mělo vyjít podle plánu 15. 11. 1978.

© Vydavatelství MAGNET, Praha

VÁZENÍ ČTENÁŘI

tímto číslem se loučíme s dalším ročníkem Amatérského radia řady B – pro konstruktéry. Na tomto místě jsme vás v průběhu roku informovali o předsjezdové aktivitě členů Svazarmu, již se chystali na VI. sjezd své organizace. Bylo by tedy třeba na stejném místě přinést i zprávu o průběhu a výsledcích tohoto sjezdu – to však bohužel nemůžeme realizovat, neboť AR B6 dávala redakce do tiskárny začátkem září – tedy zhruba dva měsíce před konáním sjezdu. Svůj dluh však redakce splatí v nejkratším možném termínu po skončení sjezdu.

Dnes tedy využijeme volného místa k tomu, abychom se „ohlédli“ za minulým ročníkem AR řady B a řekli si něco o budoucím ročníku.

Protože je AR řady B monotematický časopis, je naší snahou využívat ho jednak ke komplexním (pokud možno) informacím z různých oborů elektroniky, o něž je mezi čtenáři zájem nebo které jsou perspektivní a moderní, jednak k souhrnným informacím ze zahraničí, které by měly ukázat, jak se jednotlivé problémy, obvody nebo přístroje řeší a popř. konstruují jinde. K prvně uvedenému číslu patří např. toto číslo, č. 5 a č. 1, čísla věnovaná zajímavým zapojením patří do druhé skupiny. Problém zůstává, jak na stále stejném místě (pokud jde o počet stránek) postihnout co možno největší část problematiky ze všech oborů elektroniky, která zaujímá ve vědě, technice i v průmyslu stále důležitější postavení.

Není to samozřejmě jen problém našeho časopisu, se stejnými obtížemi zápasí všechny časopisy, otázkou dne je totiž: čemu dát přednost? Pokud jde o naše časopisy (tj. vycházející v ČSSR), je situace o to složitější, že některé problémy, o nichž píšeme, by vyžadovaly věnovat se jim zgruntu, tak říkajíc od Adama, neboť v naší technické literatuře nelze o nich najít ani zmínku, tím méně pak vyčerpávající (často i stručnou) informaci. To platí např. i o tematice, které je věnováno toto číslo AR řady B. Navíc, i když se v naší literatuře nějaké informace najdou, jde obvykle o „technickou historii“. Výjimky ovšem potvrzují pravidlo, jsou však velmi, velmi řídké; konečně stačí prolístovat několik posledních ročníků AR řady A a najít si recenze novinek technické literatury.

Stále stoupající (a rozebraný okamžitě) náklad AR řady B svědčí o tom, že hlad po informacích všeho druhu ze všech oborů elektroniky je velký a že se stále zvětšuje. Přitom je třeba mít na zřeteli, že pejorativní nádech slova „amatér“ pomalu ale jistě mizí, neboť ty tam jsou ty doby, kdy jedinec zvládl celou problematiku elektrotechniky. Dnes doba vyžaduje specializaci a kdo je odborníkem „profesionálem“ v počítačové technice, je nutně „amatérem“ např. v technice nízkofrekvenční apod. Na obsah tohoto časopisu a AR řady A je proto třeba dívat se i z tohoto hlediska. Náklad časopisu se zvětšuje také proto, že se do elektroniky „zapojují“ i noví zájemci a těch je také stále více. A jak v souvislosti s tím, co bylo napsáno, vyjít vstříc i těmto zájemcům?

Redakce při plánování čísel dalšího ročníku přihlíží ke všem uvedeným faktům

a potřebám národního hospodářství a vydavatele, jímž je Svazarm, a přichystala na příští rok jednotlivá čísla tak, aby pokud možno vyhověla potřebám a požadavkům (je-li to vůbec možné); první číslo bude věnováno problematice hudebních nástrojů, další čísla budou věnována zajímavým zapojením, konstrukci antén a anténních zesilovačů pro rodinné domky, přijímací technice atd. Protože již uplynulo více než pět let, co vyšel Radiový konstruktér se seznamem článků našich elektronických časopisů, bude jedno z čísel AR řady B v příštím roce věnováno této tematice. Těšíme se, že se se všemi našimi čtenáři budeme opět pravidelně setkávat na stránkách našeho i jejich časopisu.

Nakonec bychom se rádi vrátili ještě k tomuto číslu AR řady B, které je věnováno problematice, která je jednou ze základních ve všech oblastech elektroniky – měření. I když by se na první pohled mohlo zdát, že zpracování problematiky měření s přenosovými a spektrálními analyzátory a analýzy obvodů vůbec je určeno především pro profesionály s určitým vyšším vzděláním, není tomu tak. Jde o to, že je třeba, aby si čtenář vytvořil obraz o tom, jak vypadá stav v tomto oboru ve světě, jak lze postupovat klasickým způsobem a jaký převrat do klasických řešení obvodů přináší soudobá technika a technologie – to vše bude čtenáři zřejmé i tehdy, nebude-li detailně rozumět důlčím problémům, popř. i částem výkladu, především pokud jde o použitý matematický aparát.

Výklad vedený tímto způsobem by však měl ozřejmit čtenáři i to, co čas od času zdůrazňujeme při různých příležitostech: nechceme, nemůžeme a není to ani žádoucí tisknout pouze návody na stavbu zařízení, pro něž si zájemce koupí desku s plošnými spoji, osadí ji součástkami a dál se o celou věc nezajímá, protože „to“ hraje, svítí, bliká apod. Tento přístup k elektronice, provozované i být pouze jako koníček, hobby, není v době technické revoluce možný. Z tohoto hlediska je toto číslo AR řady B ukázkou, jak bychom si představovali zpracování určité problematiky, závažné problematiky, závažným způsobem. A to s jedinou výjimkou – kdyby existovala vhodná dostupná knižní literatura, na níž by bylo možno v teorii navázat, nebo se na ni odvolávat – věci by, domníváme se, prospělo, kdyby místo (zde ovšem s uvedených důvodů nezbytné) teorie bylo více místa věnováno vlastní konstrukci a praktickým otázkám měření vůbec. To však nebylo možné – snad však dá toto číslo AR popud alespoň ke krátkým článkům, v nichž by byla praxe „rozmyšlených“ měření a vf měření vůbec popsána co nejpodrobněji.

* * *

Protože se setkáme na stránkách tohoto časopisu až v novém roce, přejeme čtenářům šťastné a veselé vánoční svátky a do nového roku vše nejlepší, mnoho pracovních i osobních úspěchů.

Redakce

Přenosové a spektrální analyzátoři

František Kyrš

Jedním z dynamicky se rozvíjejících oborů měřicí techniky je přenosová, imitační a spektrální analýza. Přehledná informace z této oblasti je náplní tohoto posledního letošního čísla AR řady B. Ukázalo se, že kromě stručných informací v časopisech není v literatuře ucelenější práce, na níž by bylo možno navázat. Pak je těžko, na omezeném prostoru, přístupnou a vyčerpávající formou postihnout celou problematiku. Jako určité východisko byla zvolena demonstrace jednotlivých měřicích systémů na příkladech koncepčních i obvodových řešení zahraničních výrobků, zajímavých řešení z firemních publikací a zahraničních periodik. Přesto je třeba toto číslo AR B chápat především jako základ pro další příspěvky v „červeném“ AR, jimiž by bylo možno průběžně zlepšovat informovanost čtenářů o současném stavu celé této oblasti.

Obsah je členěn do několika navazujících částí. V první jsou partie z teorie lineárních obvodů, postihující souvislosti mezi časovou a kmitočtovou rovinou. Druhá část stručně naznačuje základní orientaci z hlediska měření. Třetí část se věnuje automatizované přenosové a spektrální analýze. Zde bylo bohužel nutné vyhnout se aplikacím mikroprocesorů. Jakmile bude v AR uvedena rozsáhlejší informace o mikroprocesech, připravovaná na příští rok, tento dluh splatíme. Přesto byla zahrnuta do tohoto přehledu alespoň některá zajímavá řešení, založená na využití paměťových prvků. Praktická část se zabývá návrhem nekonvenčního nízkofrekvenčního, který je mezi čtenáři velký zájem.

Celý příspěvek je pokusem o rychlé poskytnutí informací z jednoho oboru.

I. Lineární obvody

Problémy, kterými se budeme dále zabývat, mají těžiště v rozsáhlé oblasti teorie a praxe lineárních obvodů. Obecná teorie je složitá a tím i nevhodná pro běžnou technickou práci. Proto byly postupem doby vytvořeny metody, umožňující (zavedením určitých předpokladů a podmínek) snáze postihnout řadu problémů a zjednodušit potřebný matematický aparát. To je jistě velkou předností, avšak současně i příčinou obtížné orientace v komplexní problematice, protože tak zaniká řada důležitých vzájemných souvislostí.

Naším prvním cílem proto bude snaha přinést alespoň povrchní přehled základních metod řešení lineárních obvodů a jejich souvislostí.

Základní obvodové prvky

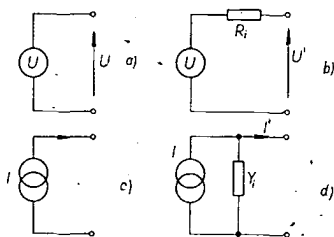
Libovolné lineární obvody se soustředěnými parametry můžeme modelovat pomocí několika málo ideálních obvodových prvků. Ideálních proto, že ve „fyzické“ formě prakticky neexistují. Všechny se vyznačují dvěma svorkami – jsou to ideální dvojpóly.

Rozdělují se především na aktivní a pasivní. Aktivní dvojpóly jsou zdroji elektrické energie, pasivní naopak jejími spotřebiči nebo akumulátory. Základní podmínkou pro zařazení dvojpólu mezi lineární obvody je nezávislost jeho vlastností na úrovni generovaného nebo průchozího signálu (napětí nebo proudu).

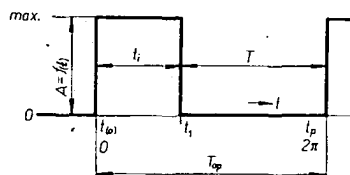
Aktivní prvky

Aktivní dvojpóly jsou zdroji napětí nebo proudu. Ideální napěťový zdroj je charakteristický nulovým vnitřním odporem (impedancí) R_i . Technická verze napěťového zdroje se naopak vyznačuje určitým vnitřním odporem, řazeným v sérii ke svorkám zdroje ideálního (obr. 1a, b).

Základním kritériem je časový průběh signálu $y = f(t)$, podle něhož rozlišujeme zdroje na:

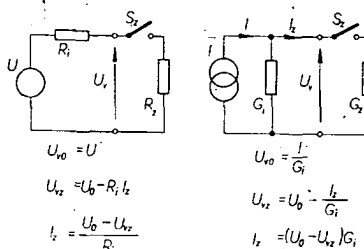
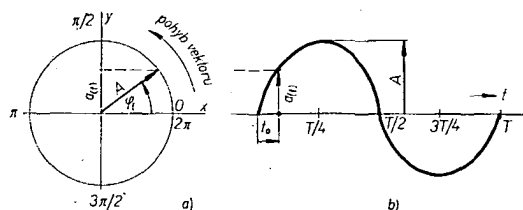


Obr. 1. Ideální napěťový (a), proudový (c) zdroj a jeho technická realizace (b), popř. (d)



Obr. 2. Interval pravouhého periodického signálu

Obr. 3. Znáznornění harmonického signálu jako rotujícího vektoru (a) a jako rozvinutého časového průběhu (b)



Obr. 4. Rovnocennost technického napěťového a proudového zdroje při $R_i = 1/G_i$

a) stejnosměrné – polarita a úroveň výstupního signálu (napětí) jsou stále v celém intervalu využití, b) impulsní – úroveň napětí zdroje se v intervalu využití mění. Může se měnit i polarita, potom se jedná o střídavý zdroj. Podle charakteru časových změn se rozlišují dvě důležité skupiny impulsních zdrojů a signálů – periodické a neperiodické.

Periodický signál se vyznačuje přesným opakováním časového průběhu s intervalem T_{op} . Například pravouhlý periodický průběh, obr. 2, má v intervalu t_i úroveň rovnu jedné, v čase t_r skokově přechází na nulu, na níž trvá po interval T atd. Periodicita je přesné opakování posloupnosti impulsu s časovými násobky 1, 2 až n . Proto

$$f(t) = f(t + nT_{op}) \quad (1)$$

Opakovací kmitočet f_{op} je roven $1/T_{op}$.

Zdroji periodických signálů jsou generátory. Funkce $f(t)$ může být, při zachování periodicity, obecně libovolná.

Z technické praxe známe především signály sinusového, trojúhelníkovitého, pilovitého, pravouhlého, lichoběžníkovitého a stupňovitého průběhu. To jsou funkce, které mohou být matematicky jednoduše popsány a jejichž generování je relativně jednoduché.

Mezi periodickými signály přísluší zvláštní význam signálu harmonickému – sinusovému. Periodicitu a časový průběh definuje známý vztah $f(t) = A \sin(\omega t + \phi)$, kde fázový posuv určuje např. počáteční podmínky. Grafické znázornění je na obr. 3. Generátory harmonických signálů se nazývají oscilátory.

Mezi neperiodickými signály patří jako zvláštní případ jednorázové impulsní průběhy, ale také signály náhodného nebo nedefinovatelného charakteru (složitě časové funkce, složené akustické a jiné signály, šumy atd.).

Určitou analogii napěťového zdroje je zdroj proudový. Jeho idealizovaná verze je charakterizována nekonečným vnitřním odporem (impedancí). Technický, reálný proudový zdroj (obr. 1c, d) vzniká dodatečnou zátěží výstupních svorek zdroje ideálního.

Napěťové a proudové zdroje mohou být vzájemně zaměňovány (obr. 4).

Znáмым příkladem je výstupní obvod tranzistoru v kmitočtové nezávislé oblasti při zpracování malých signálů.

Napěťové zdroje mohou být řazeny sériově, nezávisle na napětí kteréhokoli z nich. Celkové napětí je úměrné algebraickému součtu okamžitých napětí jednotlivých zdrojů

$$u_c(t) = u_1(t) + u_2(t) + \dots + u_n(t)$$

Proudové zdroje mohou být řazeny paralelně. Proud, tekoucí do společné zátěže

$$i(t) = i_1(t) + i_2(t) + \dots + i_n(t).$$

Pasívní prvky

Rozeznáváme tři ideální pasívní dvojpóly – odpor R , cívku (indukčnost) L a kondenzátor (kapacitu) C .

Odpor je prvek ryze činného charakteru. Za nejruznějších pracovních podmínek mohou být jeho napětové proudové závislosti definovány Ohmovým zákonem $u(t) = i(t)R$. Může být hodnocen také jako vodivost $G = 1/R$. Jednotky jsou ohm, pro vodivost siemens.

Kondenzátor je dvojpól, schopný akumulovat energii ve formě elektrického náboje. Po nabití má svorkové napětí, úměrné vztahu $U = Q/C$. Okamžitý proud, tekoucí kondenzátorem

$$i(t) = C \frac{du}{dt} \quad [A; F, V, s].$$

Okamžité svorkové napětí kondenzátoru jako funkce protékajícího proudu

$$u(t) = \frac{1}{C} \int i dt + u(t_0) \quad (2).$$

kde $u(t_0)$ je svorkové napětí v čase t_0 .

Posledním pasívním dvojpólem je cívka (indukčnost), což je prvek, na němž se změnou magnetického toku indikuje svorkové napětí $u = \frac{d\Phi}{dt}$. Protože $\Phi = LI$ [Wb; H, A], je $u(t) = L \frac{di}{dt}$. Potom okamžitý proud, tekoucí cívkou

$$i(t) = \frac{1}{L} \int u dt + i(t_0) \quad (3),$$

kde $i(t_0)$ je proud v čase t_0 .

Pracovat s právě uvedenými výrazy jako výchozími by znamenalo dostávat se do potíží již při jednoduchých úlohách. Právě proto se používá řada praktických metod řešení lineárních obvodů. Nejsou univerzální, každá je vhodná pouze pro určitou oblast nebo způsob přístupu k problému.

Nejvšestrannější je řešit obvody v ustáleném režimu při napájení ze zdroje sinusového průběhu. To je zvláštní případ z oblasti zpracování periodických signálů. Použijeme této cesty k vyšetření chování prvků L a C . Zdroj sinusového napětí definujeme jako $u(t) = U \sin \omega t$. V ustáleném režimu lze počáteční podmínky $u(t_0)$, $i(t_0)$ z předchozích rovnic považovat za nulové (nulová ss složka signálu).

Pro kondenzátor lze psát




$$i = C \frac{du}{dt} = \omega C U \cos \omega t = \omega C U \sin \left(\omega t + \frac{\pi}{2} \right) \quad (4),$$

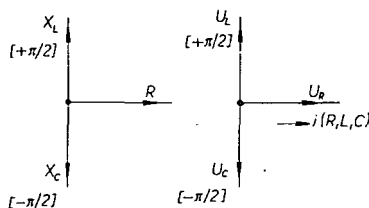
pro cívku

$$i = \frac{1}{L} \int u dt = \frac{1}{L} \int U \sin \omega t dt = \frac{1}{\omega L} U \sin \left(\omega t - \frac{\pi}{2} \right) \quad (5).$$

Z rovnic vyplývá, že na rozdíl od odporu R , u něhož napětí a proud jsou ve fázi, napětí na cívkě proud o $\frac{\pi}{2}$ předbíhá, na kondenzátoru se za proudem o $\frac{\pi}{2}$ zpožďuje. Fázové poměry na L a C jsou tedy vzájemně opačné. Mimofádně důležité je to, že (nehledě k fázovému posuvu) si proud i napětí zachovávají svůj původní, sinusový charakter. To vše ovšem platí pouze v obvodu periodického, sinusového signálu a v ustáleném režimu.

Obr. 5. Základní vlastnosti pasívních prvků R, L, C

Velikost / Prvek			
Reaktance	R	$X_L = j \frac{1}{\omega C}$	$X_C = j \omega L$
Susceptance	$G = \frac{1}{R}$	$B_C = \frac{1}{X_C} = j \omega C$	$B_L = \frac{1}{X_L} = -j \frac{1}{\omega L}$
Svorkové napětí	$u(t) = R i(t)$	$u(t) = \frac{1}{C} \int i(t) dt + u_0$	$u(t) = L \frac{di(t)}{dt}$
Procházející proud	$i(t) = u(t) \frac{1}{R}$	$i(t) = C \frac{du(t)}{dt}$	$i(t) = \frac{1}{L} \int u(t) dt + i_0$
Proud při sinus. svorkovém napětí	$i_R = \frac{U}{R} \sin \omega t$	$i_C = \omega C U \sin \left(\omega t + \frac{\pi}{2} \right)$	$i_L = \frac{U}{\omega L} \sin \left(\omega t - \frac{\pi}{2} \right)$
Fázový posuv napětí vůči proudu	0	$-\frac{\pi}{2}$	$+\frac{\pi}{2}$

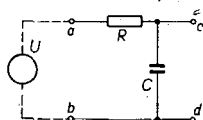


Obr. 6. Symbolické znázornění reaktančních a fázových poměrů

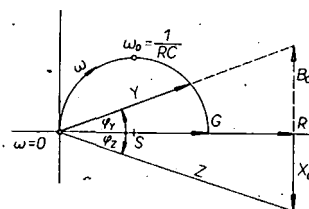
Za těchto podmínek můžeme stanovit „analogické“ veličiny vzhledem k poměrům na reálném odporu, neboť platí (viz hořejší vztahy) $\omega C = I/U$, $\omega L = U/I$. Tak definujeme indukční reaktanci $X_L = j \omega L$ s rozměrem odporu [Ω], indukční susceptance $B_L = 1/j \omega L$ charakteru vodivosti [S], kapacitní reaktanci $X_C = 1/j \omega C$ a kapacitní susceptance $B_C = j \omega C$. Pracujeme s nimi jako s odpory nebo vodivostmi podle pravidel zobecněného Ohmova zákona pro ustálený harmonický režim. Při tom je nutno respektovat vlastnosti prvků R, L, C , souhrnně uspořádané na obr. 5. Vektorově jsou fázové poměry u všech tří prvků vzhledem ke společné odporové (proudové) ose znázorněny na obr. 6.

Komplexní dvojpóly, čtyřpóly

Vhodnou kombinací libovolného počtu ideálních dvojpólů můžeme modelovat vlastnosti technických prvků a jejich sestav. Tak např. cívku jako reálné provedení indukčnosti charakterizuje určitá vlastní rezonance, činitel jakosti apod. Tyto vlastnosti zahrme do obvodu ideální indukčnosti jako vlastní kapacitu, ztrátový odpor apod. Nově vzniklý dvojpól má komplexní charakter. Na



Obr. 7. Jednoduchý člen RC, použitý dále k demonstraci jednotlivých metod řešení lineárních obvodů



Obr. 8. Imitanci poměry sériového dvojpólu RC (u admittance je naznačena možnost postihnout $|Y|$ pomocí jednotkové kružnice a fázového úhlu)

rozdíl od ideálních dvojpólů pak hovoříme o impedanci nebo admitanzi komplexního dvojpólu, které jako funkce kmitočtu lze popsat množinou komplexních čísel a znázornit v Gaussově rovině. Takové hodnocení obvodů je v amatérské práci vžit, uvedme pouze jednoduchý příklad – vyšetřeme imitanci parametry (impedanci, admitanzi) sériové kombinace prvků R, C podle obr. 7.

Komplexní impedance mezi body $a - b$

$$Z = R + \frac{1}{j \omega C} \quad (6),$$

admittance

$$Y = \frac{1}{Z} = \frac{j \omega C}{1 + j \omega R C} \quad (7).$$

Obě imitance Z, Y jsou definovány reálnou a imaginární složkou. Absolutní hodnota impedance

$$|Z| = \sqrt{a^2 + b^2} = \sqrt{R^2 + \frac{1}{(\omega C)^2}} = \frac{\sqrt{(\omega R C)^2 + 1}}{\omega C} \quad (8),$$

fázový úhel $\varphi_Z = \arctg \frac{X_C}{R} = \arctg \frac{1}{j \omega R C} = -\arctg \frac{1}{\omega R C}$. Absolutní hodnota admittance

$$|Y| = \frac{1}{|Z|} = \frac{\omega C}{\sqrt{1 + (\omega R C)^2}} \quad (9),$$

fázový úhel $\varphi_Y = \arctg \frac{B_C}{G} = \arctg \omega R C$.

Na obr. 8 jsou fázové poměry z hledisek obou imitancí.

Kombinacemi ideálních i komplexních dvojpólů vznikají složitější funkční sestavy. V elektronice je takovou nejrozšířenější sestavou čtyřpól, aktivní nebo pasívní. Čtyřpól je charakteristický dvěma páry svorek – vstupních a výstupních. Vlastnosti článku ovlivňuje vzájemná vnitřní vazba všech čtyř vývodů (při zatížení výstupních svorek následujícím obvodem může být ovlivněna impedance článku z hlediska vstupních svorek, ovlivněn přímý a zpětný přenos atd.). K definici vlastností přenosových článků se užívá řady různých parametrů, u nichž je vždy udávána jejich platnost.

Na obvod z obr. 7 můžeme pohlížet také jako na kmitočtově závislý čtyřpól, budeme-li hodnotit jeho napětový přenos (poměr výstupního signálu na svorkách $c - d$ k signálu vstupnímu na svorkách $a - b$) jako funkci kmitočtu vstupního signálu. Stanovíme např.

podmínku napětového buzení (nulový vnitřní odpor generátoru) a výstupu článku naprázdno (nekonečný zatěžovací odpor). Tehdy se uvedený obvod chová jako klasická dolní propust RC. Pro vyšetření přenosu stačí představit si doplnění článku zdrojem sinusového signálu, jak je na obr. 7 znázorněno čárkovaně. Napětový přenos

$$K(j\omega) = \frac{U_2}{U_1} = \frac{X_C}{X_C + R} = \frac{1}{1 + j\omega RC} \quad (10)$$

Absolutní hodnota přenosu, udávající poměr výstupního a vstupního napětí bez ohledu na fázový posuv, je

$$|K(\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega RC)^2}}, \varphi = -\arctan \omega RC \quad (11)$$

Praktické přenosové články jsou ovšem složitější, proto je obtížnější i jejich řešení. Přenos se obvykle řeší sestavením obvodových rovnic o několika neznámých, odvozených metodou smyčkových proudů nebo uzlových napětí, užívá se maticového počtu atd. S těmito problémy se na stránkách AR setkáváme. Ponecháme je stranou současného zájmu s tím, že podstata vyšetřování imitancí a přenosových vlastností je nám známa.

Mohlo by se zdát, že s ohledem na praxi jsou dosud uvedené vlastnosti lineárních obvodů dostatečným popisem k jejich hodnocení. Tento předpoklad je oprávněný pouze tehdy, pracujeme-li s harmonickým signálem, nebo je-li naše hodnocení podloženo znalostí ostatních souvislostí, případně zkušenostmi.

Jako typický příklad uveďme konstrukci běžného, lineárního níže zesilovače, tedy zařízení, které prakticky vůbec není určeno ke zpracovávání harmonického signálu, natož pak v ustáleném režimu. Akustické signály, hudba, řeč mají přece impulsní, náhodný, neperiodický charakter. Přesto víme, že nejčastěji se zesilovače posuzují z hlediska ustáleného harmonického přenosu, průběhem přenosové charakteristiky. I když poněkud předbíháme, vidíme, že mezi chováním obvodu v impulsním a harmonickém režimu je určitá souvislost, že obě kritéria mají své oprávnění. Skutečně, oblast níže zesilovačů je teoreticky dokonale zpracovaná tak, že postačí definovat tolerance přenosové charakteristiky, aby zesilovač vyhovující z hlediska lineárního režimu měl vyhovující vlastnosti také v impulsním provozu. Při dodržení určitých zásad příslušné konstrukční oblasti, jejichž původ vlastně ani nemusí být znám, je možno pracovat úspěšně. Jiná je však situace při skutečném vývoji nových zařízení, kdy je nutno hodnotit řadu hlubších souvislostí. Zkusme se dále na problematiku lineárních obvodů podívat z tohoto hlediska.

Impulsní signály

Jakmile připustíme, že signál v lineárním obvodu nemusí mít harmonický průběh, okamžitě se dostáváme do situace, kdy s dosavadními názory nevystačíme, a to i při zachování periodicity a ustáleného režimu. Komplexním přenosovým článkem bude ovlivňován nejen přenos, ale také charakter výstupního signálu. Proto se přenosové články komplexního charakteru nazývají také články korekční nebo tvarovací.

Průchodem nesinusových signálů korekčními články tedy zůstává zachována jejich periodicitá (opakovací kmitočet), časový průběh se však od původního signálu liší.

Harmonická analýza

V této situaci je, v duchu dosavadního přístupu, nutno nějakým způsobem popsat

zpracováváný signál v kmitočtové rovině. Východiskem je analýza signálu pomocí rozvoje jeho časového průběhu trigonometrickou Fourierovou řadou.

Technicky realizovatelný, spojitě periodický signál $f(x)$ může být nahrazen množinou sinusových signálů, jejichž kmitočty jsou celistvými násobky f_0 původní funkce. Mezi těmito náhradními signály musí být definovány určité amplitudové a fázové vztahy, které jsou funkcí časového průběhu původního signálu. Původní signál je nahrazen „náhradními“ signály tím dokonaleji, čím je počet náhradních signálů větší. Postupu při definici náhradních signálů se říká harmonická analýza.

Fourierova řada v omezeném ($n < \infty$) rozsahu a rozvinutém tvaru je

$$f_n(x) = \frac{a_0}{2} + a_1 \cos x + a_2 \cos 2x + \dots + a_n \cos nx + b_1 \sin x + b_2 \sin 2x + \dots + b_n \sin nx \quad (12)$$

Koeficienty řady

$$a_0/2 = \frac{1}{T} \int_0^T f(x) dx,$$

$$a_k = \frac{2}{T} \int_0^T f(x) \cos kx dx,$$

$$b_k = \frac{2}{T} \int_0^T f(x) \sin kx dx. \quad (13)$$

Vedle rozvinutého tvaru lze řadu psát i jako

$$f(x) = a_0/2 + \sum_{k=1}^N (a_k \cos kx + b_k \sin kx),$$

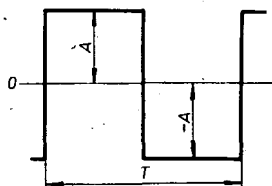
nebo

$$f(x) = a_0/2 + \sum_{k=1}^N C_k \cos(kx + \varphi_k),$$

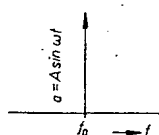
$$(C_k = \sqrt{a_k^2 + b_k^2}, \tan \varphi_k = -\frac{b_k}{a_k}) \quad (14)$$

Fourierovou řadou lze definovat $y = f(x)$ pro libovolný technický průběh s rostoucími i klesajícími intervaly. Závisle proměnná nemusí být plynulou funkcí x .

Pokusme se na věc podívat selským rozumem. Rozvoj do Fourierovy řady říká, že periodický průběh (např. pravouhlý signál na obr. 9) můžeme nahradit superpozicí řady signálů sinusových, z nichž první má kmitočet rovný opakovacímu kmitočtu originálu (časového průběhu), kmitočty ostatních signálů jsou rovny jeho celým násobkům; jsou tedy jeho vyššími harmonickými. Všechny náhradní signály mají řadou pro určitý charakter originálu (zde pravouhlý průběh se



Obr. 9. K jednoduchému příkladu harmonické analýzy



Obr. 10. Harmonický signál v kmitočtové rovině

střídou 1:1) pevně definovány vzájemně vztahy amplitudové i fázové.

Ustálený sinusový signál, který jsme uvažovali až dosud, má diskrétní charakter – na kmitočtové ose ho můžeme vyjádřit jedinou čarou, vymezující pohyb jeho amplitudy, obr. 10. Obecný periodický signál je naopak tvořen harmonickou superpozicí takových signálů, typických pro konkrétní časový průběh.

Pro ideální přiblížení originálního signálu a náhradních signálů by počet členů řady měl být teoreticky nekonečný. Protože se však u naprosté většiny reálných signálů intenzita kmitočtového spektra s rostoucím kmitočtem zmenšuje, je možno dosáhnout dobrých výsledků i při omezeném rozsahu řady.

Jaký je význam koeficientů $a_0/2$, a_k , b_k ? Všechny jsou funkcí originálního signálu. Jsou vztaženy k integrálu jedné periody T . Ziskáváme je matematickým (nebo grafickým) zpracováním časového průběhu signálu v periodickém intervalu 0 až T .

Koeficient $a_0/2$ je střední hodnota signálu, tedy jeho ss složka. Koeficient a_k je dvojnásobkem střední hodnoty průběhu, který je určen součinem originální funkce a $\cos kx$. Pro každé k (1, 2, ..., n) tedy získáváme jiný koeficient a_k . Význam koeficientu b_k se od předchozího liší v tom, že je úměrný integrálu $f(x) \sin kx$.

Zásadním krokem při rozvoji periodického signálu do řady je nutnost stanovit tyto koeficienty. Tím je vlastně vyřešena celá úloha, další postup je mechanickým zpracováním obecné formulace.

Určení koeficientů je snadné pro signály, jejichž časový průběh se dá znázornit lomenou čarou (pravouhlý, trojúhelníkový, pilovitý, stupňovitý signál apod.). Pak mohou být koeficienty stanoveny přímo integrací.

Je užitečné pamatovat si několik pravidel, která výpočet zjednoduší:

1. Pro křivky, souměrné podle časové osy, tedy kdy platí $y(x) = -y(x + \pi)$, je koeficient $a_0/2$ roven nule (nulová ss složka signálu). Navíc se řada skládá pouze z lichých harmonických ($k = 1, 3, 5, \dots$) a stačí integrovat pouze v mezích 0 až $T/2$ popř. 0 až π .
2. Pro křivky, souměrné podle osy y , kdy platí $y(-x) = y(x)$ – což je sudá funkce – je řada definována pouze kosinovými členy a koeficientem $a_0/2$.
3. Pro křivky, souměrné k počátku souřadnic, kdy platí $y(-x) = -y(x)$ – což je lichá funkce – řada obsahuje pouze sinové členy.

Pro názornost uveďme jednoduchý praktický příklad – analýzu zmíněného signálu pravouhlého průběhu se střídou 1:1, obr. 9.

Na první pohled vidíme, že signál má nulovou ss složku, koeficient $a_0/2$ tedy bude roven nule. Vzhledem k souměrnosti signálu postačí integrovat v mezích 0 až $T/2$. Pracujeme s periodickou časovou funkcí (s intervalem T). Proto lze napsat $x = \omega t = 2\pi t/T$. Píšeme

$$a_k = \frac{2}{T} \int_0^{T/2} 2A \cos kx dx = \frac{2}{T} \int_0^{T/2} 2A \cos k \cdot \frac{2\pi}{T} t dt = \frac{2\pi}{T} \int_0^{T/2} 2A \cos \frac{2\pi k}{T} t dt = \frac{2A}{\pi k} (\sin k\pi - \sin 0).$$

Protože $\sin k\pi = 0$, je libovolné a_k rovno vždy nule.

$$b_k = \frac{2}{T} \int_0^{T/2} 2A \sin k \cdot \frac{2\pi}{T} t dt = -\frac{2}{T} \int_0^{T/2} 2A \sin \frac{2\pi k}{T} t dt = -\frac{2A}{\pi k} (\cos k\pi - \cos 0).$$

Protože $\cos k\pi$ pro lichá k (1, 3, 5 ...) = -1, $\cos 0 = 1$,
pro sudá k (2, 4, 6 ...) = 1,

platí pro lichá k : $b_k = \frac{4A}{\pi k}$

sudá k : $b_k = 0$.

Proto Fourierova řada zkoumaného signálu má po dosazení do (12) tvar

$$f(x) = \frac{4A}{\pi} \left(\sin x + \frac{\sin 3x}{3} + \frac{\sin 5x}{5} + \frac{\sin 7x}{7} + \dots \right) \quad (15).$$

Ke stejnému výsledku bychom došli dříve ze symetrie signálu podle časové osy a počátku souřadnic – tato lichá funkce obsahuje pouze sinové členy. Stačilo vyšetřit pouze koeficienty b_k .

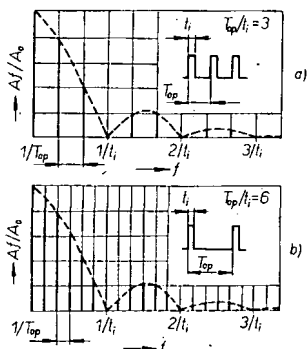
Toto byl samozřejmě jednoduchý příklad, podobně však můžeme analyzovat i ostatní zmíněné signály.

Při rozvoji složitějších časových funkcí je nutná integrace po částech a to vede k řadě komplikací. Proto se většinou podobné úlohy řeší aproximací průběhu z lineárních úseků a náhradou integrace sumací. Existuje také řada grafických metod, jejichž principu se ještě dotkneme v souvislosti s měřicími metodami.

Všimněme si ještě jedné zajímavé skutečnosti. Libovolný periodický signál je možno znázornit množinou spektrálních čar na kmitočtové ose. Jejich amplitudy jsou úměrné poměrné intenzitě harmonických složek, vzájemná vzdálenost jednotlivých čar je konstantní a rovna $1/T_{op}$ původního signálu. Propojením koncových bodů všech spektrálních čar získáme tzv. spektrální obálku, která má určitou periodicitu. Jako ukázkou využijeme znovu pravouhloúhého signálu, u něhož budeme měnit střidu. Tu můžeme hodnotit jako T_{op}/t_i , což je převrácená hodnota tzv. činitele plnění impulsu. Na obr. 11a je znázorněn signál s poměrem $T_{op}/t_i = 3$. Z průběhu obalové křivky spektra pozorujeme periodicitu v intervalech $k \cdot \frac{1}{t_i}$. Pone-

cháme-li stejnou dobu trvání intervalu t_i a budeme měnit činitele plnění prodlužováním doby T_{op} , poměr T_{op}/t_i se bude zvětšovat. Vzdálenost spektrálních čar se bude zmenšovat, je úměrná $1/T_{op}$. Protože periodický interval obálky zůstává konstantní ($1/t_i$), zvětšuje se spektrální hustota. To můžeme pozorovat srovnáním obr. 11a, b. K nejhustšímu spektru tedy zřejmě konverguje signál s $T_{op} \rightarrow \infty$.

Jaký je vlastně potřebný počet členů Fourierovy řady pro přesnější rozvoj? Počet členů se výrazně liší podle charakteru analyzovaného signálu. Z průběhu spektrální intenzity běžných signálů, který je nejlepším kritériem, vidíme, že se amplituda a tím



Obr. 11. K osvětlení pojmu spektrální hustoty

i význam jednotlivých složek výrazně zmenšují s rostoucím kmitočtem. Určitou představu dávají zkušenosti se vzorkováním analogových signálů v měřicí technice, jak ještě uvidíme. V technické praxi se harmonické analýzy využívá nejčastěji k orientačnímu rozboru spektra v rozsahu několika harmonických. Stanovením konečné řady zavádíme vždy určitou chybu; prostřednictvím rozvoje lze ovšem řešit problémy, které by jinak přesahovaly naše možnosti. Fourierovy řady mnoha signálů bývají uváděny ve většině matematických a elektrotechnických příruček. Tím pro běžné praktické aplikace odpadají problémy s odvozením koeficientů a vyčíslení i poměrně rozsáhlé řady kalkulačkou je jednoduchou mechanickou záležitostí.

Fázory

Všimněme si pro další potřebu ještě matematického popisu a grafického znázornění vektorů se zřetelem na lineární obvody. Vektor můžeme symbolicky zapsat také v exponenciální formě. Protože platí známé Eulerovy vzorce

$$e^{j\varphi} = \cos \varphi + j \sin \varphi, e^{-j\varphi} = \cos \varphi - j \sin \varphi \quad (16),$$

lze psát

$$\vec{c} = |c|e^{j\varphi} \quad (17),$$

kde φ je úhel modulu $|c|$ vůči reálné ose. Analogie z oblasti lineárních obvodů – takto můžeme např. popsat komplexní charakter imitance při určitém kmitočtu. Je to vektor nehybný, statický. Podává obraz o komplexním charakteru nějaké veličiny za jistých, stále definovaných podmínek.

V praxi je často nutné slučovat různé vektory mezi sebou. Z fyzikálního hlediska musíme některé vektory považovat za dynamické, např. signál $u_k = U_k \sin(\omega t + \varphi)$ automaticky chápeme v komplexní rovině jako vektor, jehož modul má absolutní hodnotu $|U_k|$, rotuje úhlovou rychlostí ω a v čase t_0 má vůči reálné ose úhel φ . Takový vektor se nazývá rotujícím fázorem, který můžeme v komplexní rovině trigonometricky popsat jako

$$\vec{c} = c [\cos(\omega t + \varphi) + j \sin(\omega t + \varphi)].$$

Výraz je rovnocenný formálnímu zápisu

$$\vec{c} = c e^{j\omega t} = |c| e^{j\varphi} e^{j\omega t} \quad (18).$$

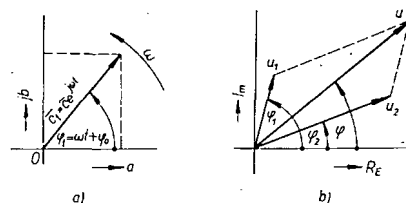
Rotující fázor je tedy součinem statického fázoru a činitele $e^{j\omega t}$. Plně popisuje časový průběh harmonického signálu, jak ukazuje obr. 12a.

Okamžitá hodnota závisle proměnné je znovu určena okamžitým průmětem rotujícího fázoru na imaginární osu:

$$|c| \sin(\omega t + \varphi) = \text{Im} [\vec{c} e^{j\omega t}] \quad (19).$$

Jako příklad sečteme dvě okamžité hodnoty napětí u_1, u_2 , mají-li obě shodný kmitočet ω .

$$u_1 + u_2 = U_1 \sin(\omega t + \varphi_1) + U_2 \sin(\omega t + \varphi_2) =$$



Obr. 12. Grafické znázornění: rotující fázor (a) a součet okamžitých veličností dvou napětí sinusového průběhu (b)

$$= \vec{U}_1 e^{j\omega t} + \vec{U}_2 e^{j\omega t} = (\vec{U}_1 + \vec{U}_2) e^{j\omega t} = (U_1 e^{j\varphi_1} + U_2 e^{j\varphi_2}) \cdot e^{j\omega t}$$

Grafické znázornění sloučeného rotujícího fázoru je na obr. 12b. S fázory tedy pracujeme podle zř. ad, platných pro obor komplexních čísel.

Lineární obvody a periodické nesinusové signály

Rozvojem periodického signálu do řady získáváme kromě jeho popisu v kmitočtové oblasti také možnost vyšetřovat poměry v obvodech tohoto signálu. Takto vedená řešení jsou tedy založena na principu harmonické analýzy. Je důležité, aby signál byl dostatečně popsán konečnou Fourierovou řadou, konečným počtem harmonických signálů. Druhou nezbytnou podmínkou je znalost komplexní kmitočtové charakteristiky (imitanční, přenosové) vyšetřovaného obvodu. Vyšetřovaný signál jako kmitočtová odezva lineárního obvodu je úměrný množině harmonických signálů, ovlivněné komplexní mírou přenosu (imitance) tohoto obvodu.

Příklad: Chtějme stanovit proud, tekoucí sériovým článkem RC, je-li buzen z napětového zdroje periodického signálu. Předpokládáme, že jsme rozvojem stanovili příslušnou řadu harmonických signálů u_k až u_n , jejich vzájemné amplitudové a fázové relace. Náhradní schéma pro tento případ je na obr. 13.

Vyšetříme postupně proudy jednotlivých zdrojů (harmonických). Celkový proud tekoucí obvodem RC odpovídá součtu dílčích proudů. Protože to jsou vektory s různými kmitočty ω a různými fázovými vztahy, nemohou být prostě sečteny ani znázorněny v jedné komplexní rovině. Jsou to rotující fázory. Průběh každé harmonické

$$u_k = U_k \sin(k\omega t + \varphi_k) = \text{Im} [\vec{U}_k e^{j\omega t}].$$

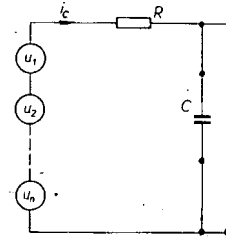
Poměrem statického napětového a příslušného imedančního fázoru lze definovat statický proudový fázor $\vec{I} = \vec{U}/\vec{Z} = |I|e^{j\varphi}$. Celkový proud pak určíme jako součet rotujících fázorů

$$\vec{i} = \text{Im} [\vec{I}_1 e^{j\omega t} + \vec{I}_2 e^{j2\omega t} + \dots + \vec{I}_n e^{jn\omega t}] \quad (20).$$

Tato metoda poskytuje dobrou představu o kmitočtových vlastnostech celého obvodu. Její přesnost je však závislá na konečném, omezeném počtu členů řady. Při složitějším průběhu vstupního signálu se používá především k prvnímu přiblížení.

Formálního zjednodušení lze dosáhnout vyjádřením signálů pomocí Fourierovy řady v komplexním tvaru. Lze ji odvodit úpravou rovnice (14).

$$f(t) = a_0/2 + \sum_{k=1}^{\infty} C_k \cos(k\omega t + \varphi_k).$$



Obr. 13. Náhradní schéma pro aplikaci spektrální metody

Platí $\cos(k\omega t + \varphi_k) = \operatorname{Re}[e^{jk\omega t} e^{j\varphi_k}]$; protože $C_k e^{j\varphi_k} = \bar{C}_k$, lze psát

$$f(t) = a_0/2 + \operatorname{Re} \sum_{k=1}^{\infty} \bar{C}_k e^{jk\omega t} \quad (21).$$

Komplexní Fourierova řada je definována kmitočtovými složkami s kladnými a zápornými znaménky. To proto, že okamžité amplitudy signálu jsou určeny součty dvou sdružených, protisměrně rotujících fázorů.

$$(\bar{C}_k e^{jk\omega t} + \bar{C}_{-k} e^{-jk\omega t})/2 = \operatorname{Re}[\bar{C}_k e^{jk\omega t}].$$

Touto rovností lze do řady zahrnout i člen $a_0/2$, ss složku, definovanou při $k=0$.

Proto má komplexní řada tvar

$$f(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \bar{C}_k e^{jk\omega t}$$

$$\bar{C}_k = \frac{1}{T} \int_0^T f(t) e^{-jk\omega t} dt \quad (22).$$

Vrátíme-li se k našemu případu, lze celkový proud tekoucí obvodem RC zapsat jako

$$I_k = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \frac{\bar{U}_k}{Z_k} e^{jk\omega t} \quad (23).$$

S komplexní Fourierovou řadou se ještě setkáme ve vztahu k neperiodickým signálům.

Odezva na jednotkový skok

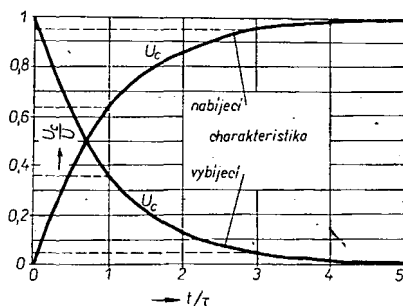
Dosud jsme si všimli chování obvodů při zpracování periodického signálu ve spojitém, ustáleném režimu. Víme, že stejný význam mají i signály neperiodické, přechodové jevy aj.

Jako příklad důležitého a vlastně nejjednoduššího neperiodického signálu můžeme uvést jednotkový skok. Je to signál, který v určitém času skokově přechází z minimální (nulové) do maximální (jednotkové) úrovně nebo naopak.

Pokud doba T (obr. 14) bude tak dlouhá, že se v průběhu jejího trvání ustálí signálová úroveň na konstantní úrovni ($T \rightarrow \infty$), můžeme z hlediska řešení považovat periodický signál těchto vlastností za neperiodický (definovaný v intervalu T) a naopak.

Řešení časové odezvy opět vychází z integrodiferenciálních rovnic. Ujijme znovu obr. 7. Napěťový zdroj bude generovat signál pravouhlého průběhu s $T_{op} \rightarrow \infty$. V čase t_0 přechází napětí zdroje z 0 na 1. Obvod můžeme popsat rovnicí smyčkového proudu

$$\frac{1}{C} i dt + iR + u_C = U \quad (24).$$



Obr. 14. Průběhy časové odezvy (U_C) sériového článku RC na jednotkový skok

Vzhledem k času $T \rightarrow \infty$ můžeme považovat $u_{C0} = 0$. Rovnice upravíme a derivujeme podle času

$$\frac{1}{C} i + \frac{di}{dt} R = 0,$$

čímž získáváme lineární diferenciální rovnici prvního řádu s konstantními koeficienty a nulovou pravou stranou. Řešení ve známém tvaru (přechodový jev na obvodu RC)

$$i(t) = K e^{-\frac{t}{\tau}} = \frac{U}{R} e^{-\frac{t}{\tau}}$$

$$(K = I_0 = \frac{U}{R}, \quad \tau = RC) \quad (25).$$

Časový průběh výstupního signálu

$$u_C = U - u_R = U - iR = U(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}) \quad (26).$$

V čase t_0 je u_C rovno nule, v čase $t \rightarrow \infty$ je u_C rovno napětí zdroje.

Proud tekoucí obvodem RC se s časem zmenšuje od $I_0 = U/R$ k nule podle exponenciály.

Je-li po dostatečně dlouhém čase splněna podmínka ustáleného režimu ($u_C = U, i_C = 0$), pak se při skoku vstupního signálu na nulu vybaví kondenzátor C . Můžeme znovu psát rovnici smyčkového proudu, tentokrát za změněných počátečních podmínek ($U_i = 0, u_{C0} = U$).

$$\frac{1}{C} \int_0^T i dt + iR = u_{C0}$$

$$R \frac{di}{dt} + \frac{1}{C} i = 0 \quad (27).$$

V čase t_0 teče obvodem maximální proud $\frac{u_C}{R}$ opačného smyslu. Napěťový zdroj (generátor) je nahrazen počáteční podmínkou, nábojem kondenzátoru

$$i(t) = -\frac{U}{R} e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (28).$$

Časový průběh napětí na kondenzátoru

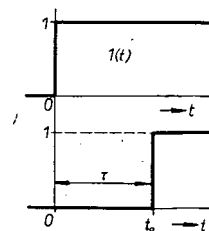
$$u_C = -u_R = U e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (29).$$

V příkladu jsme položili rovnost mezi neperiodickým a periodickým signálem určitých vlastností. Bylo to možné proto, že jsme vyloučili vliv opakovacího kmitočtu, délky impulsu a počátečních podmínek. Časové průběhy odezvy jednoduchého obvodu RC na jednotkový skok jsou uvedeny na obr. 14.

V praxi se ovšem užívá signálů i obvodů mnohem složitějších, které nemohou být popsány tak jednoduše, jako v uváděných příkladech. Klademe si tedy logicky otázku: jak vlastně přistupovat k obecnějšímu řešení lineárních obvodů?

Superpoziční metoda

Jednou z možností je aplikace superpoziční metody. Tak, jako lze periodický signál definovat množinou signálů harmonických, může být komplikovaný neperiodický signál popsán sumou signálů jednodušších, elementárních: Vlastní odezva obvodu je potom úměrná algebraickému součtu odezev na jednotlivé signály. Jednoduchými signály jsou především již zmíněný jednotkový skok a jednotkový impuls, nazývaný také Diracova funkce. Všimněme si symbolického zápisu jednotkového skoku. Chápeme jej jako časovou funkci, která má v čase $t > 0$ jednotkovou, v čase $t < 0$ nulovou amplitudu. Čas t_0 se označuje jako nespojitý interval. Takto definovaný jednotkový skok se označuje jako $1(t)$. Častý je případ posuvu t_0 na časové ose.



Obr. 15. Jednotkový skok

Tento stav se v zápisu promítá jako $1(t - t_0)$ nebo $1(t - \tau)$ (obr. 15). Obecná definice jednotkového skoku je

$$1(t - \tau) = \begin{cases} 1 & \text{pro } t > \tau \\ 0 & \text{pro } t < \tau \end{cases} \quad (30).$$

Chování lineárního obvodu v časové oblasti popisuje jeho přechodová charakteristika $-h(t)$. Je určena časovou odezvou na signál jednotkového skoku za nulových počátečních podmínek. Platí vztahy

$$u_2(t) = u_1(t)h(t), \quad h(t) = \frac{u_2(t)}{u_1(t)} \quad (31).$$

Jako příklad stanovení odezvy $u_2(t)$ můžeme chápat předchozí kapitolu, kdy jsme vyšetřovali chování obvodu RC v časové oblasti.

Znalost odezvy na jednotkový skok je užitečná i pro stanovení odezvy na složitější časovou funkci. Uvažujeme zjednodušený případ podle obr. 16. Originální signál můžeme stupňovitě aproximovat algebraickým součtem jednotkového skoku $u(0)1(t)$ a dílčích skoků $\Delta u(\tau)1(t - \tau)$, následujících za sebou, posunutých vždy o $\Delta \tau$. Z hlediska přesnosti je zapotřebí co nejkratších intervalů $\Delta \tau$. V limitním případě, kdy $\Delta \tau \rightarrow 0$, bude se blížit k nule i Δu . Pak je možno k popisu součtu zúčastněných skoků použít výraz

$$u_1(t) = u(0)1(t) + \int_0^T \Delta u(\tau)1(t - \tau) d\tau.$$

Protože odezva $u_2(t)$ je $u_1(t)h(t)$, má signál po průchodu korekčním článkem časový průběh

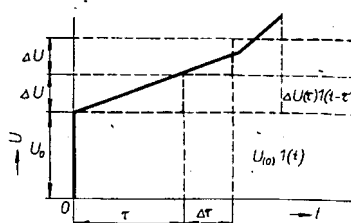
$$u_2(t) = u(0)h(t) + \int_0^T \Delta u(\tau)h(t - \tau) d\tau \quad (32).$$

To je charakteristická superpoziční rovnice, nazývaná Duhamelovým integrálem. Může být upravena do dalších tří tvarů. Podle charakteru časového průběhu $u_1(t)$ a přechodové charakteristiky $h(t)$ se volí ten, který je právě nejvhodnější vzhledem k integraci.

Zvláštním signálem je jednotkový, Diracův impuls. Lze si jej představit jako limitní případ pravouhlého impulsu jednotkové plochy o šířce Δt . Bude-li konvergovat Δt k nule,

$$\delta(t) = \lim_{\Delta t \rightarrow 0} \frac{1(t) - 1(t - \Delta t)}{\Delta t} \quad (33),$$

je funkce nulová pro všechna t kromě $t = t_0$, když přesahuje všechny meze. Je tedy vlastně derivací jednotkového skoku.



Obr. 16. Superpoziční metoda

Odezva obvodu na jednotkový impuls se nazývá impulsní charakteristikou. Za nuly počátečních podmínek a při $t \approx 0$ srovnává odezva $h_b(t)$ při buzení obvodu jednotkovým impulsem s derivací přechodové charakteristiky $H(t)$. Proto může být k vyšetření odezvy využito také impulsní charakteristiky.

Fourierova transformace

Fourierovou transformací je možno vyšetřovat vzájemné souvislosti mezi časovými průběhy a spektrálními funkcemi neperiodických signálů. Východiskem je tzv. Fourierův integrál

$$f(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} e^{i\omega t} d\omega \int_{-\infty}^{\infty} f(t) e^{-i\omega t} dt \quad (34)$$

Podmínkou platnosti je absolutní integrovatelnost $f(t)$.

Proto:

a) funkce $f(t)$ musí být v intervalu $-\infty$ až $+\infty$ po částech spojitá,

b) integrál $\int_{-\infty}^{\infty} |f(t)| dt$ musí mít konečnou hodnotu.

Fourierův integrál je komplexní funkci reálné proměnné $f(t)$. Taková forma popisu funkce zdanlivě není praktická, vždyť hodnota funkce $f(t)$ je vyjádřena dvojnásobným integrálem, v němž se sama vyskytuje. Je zde však jedna zajímavá skutečnost – vnitřní integrál v (34) je funkci jediné proměnné – ω . Uvažujeme tuto funkci jako samostatnou a nazvěme ji Fourierovým obrazem.

Je-li tedy $f(t)$ Fourierův předmět (standardního typu, vyhovující předchozím podmínkám), je pro všechna reálná ω definován Fourierův obraz

$$F(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t) e^{-i\omega t} dt \quad (35)$$

Uvedený vztah se nazývá přímou Fourierovou transformací.

$\bar{F}(j\omega)$ je skutečně komplexní funkcí reálné proměnné ω . Označení $(j\omega)$ souvisí s Laplaceovou transformací.

Naopak Fourierův předmět $f(t)$ může být jednoznačně určen svým obrazem

$$f(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \bar{F}(j\omega) e^{i\omega t} d\omega \quad (36)$$

Tento vztah se nazývá zpětnou Fourierovou transformací.

Regulérní odvození Fourierova integrálu je náročné a rozsáhlé. Často se užívá názornějšího odvození Fourierovy transformace z komplexní Fourierovy řady. Je to však zjednodušený a nepřesný postup, založený na známém výsledku. Alespoň v náznaku si této cesty, pro představu, všimněme. Definovali jsme již komplexní koeficient Fourierovy řady (rovnice (22)). Nyní chceme hodnotit neperiodický signál. Necháme-li však růst dobu periody nade všechny meze, bude se C_k blížit k nule. Proto stanovíme poměrný koeficient C_k/ω_k . Původní koeficient (pro periodický signál) definuje členy diskretního, časového spektra pro $k = 0, 1, 2, \dots, n$. Odstup sousedních čar je konstantní, roven $\Delta\omega = (k+1)\omega_k - k\omega_k = \omega_k$. S růstem doby periody se jednotlivé čáry přibližují, klesá $\Delta\omega$, zvětšuje se hustota spektra. V limitním případě, kterým je neperiodický signál ($T \rightarrow \infty$), přechází spektrální funkce ve spojitou. Upravíme-li integrační meze v (22) a dosadíme za

$$\omega_k = \frac{2\pi}{T}, \text{ můžeme psát}$$

$$\bar{F}(j\omega) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{\bar{C}_k}{\omega_k} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} f(t) e^{-i\omega t} dt$$

Dosadíme-li naopak z této rovnice do kom-

plexní Fourierovy řady pro stejný limitní případ ($T \rightarrow \infty$)

$$f(t) = \lim_{T \rightarrow \infty} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \frac{\bar{C}_k}{\omega_k} e^{ik\omega_k t} \omega_k$$

můžeme předpokládat $k\omega_k \rightarrow \omega_k, \Delta\omega_k \rightarrow d\omega$. Proto

$$f(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \bar{F}(j\omega) e^{i\omega t} d\omega$$

Bez ohledu na „polohu“ konstanty 2π vidíme formální shodu s rovnicemi přímé a zpětné transformace (35), (36).

Spektrální funkce ojedinelého impulsu lze srovnávat s průběhem spektrální obálky periodického signálu stejného tvaru. Jednorázový impulsní průběh lze pomocí Fourierovy transformace převádět na spojitou funkci v komplexní kmitočtové rovině. Z komplexního Fourierova obrazu mohou být stanoveny také

$$S(\omega) = |\bar{F}(j\omega)|,$$

$$\varphi(\omega) = \arctg \frac{\text{Im } \bar{F}(j\omega)}{\text{Re } \bar{F}(j\omega)} \quad (37),$$

tj. spektrální a fázová charakteristika. Tak lze odvodit požadavky na přenosové vlastnosti zařízení ap. Jiným příkladem je stanovení vzájemného poměru původního signálu a jeho odezvy po průchodu tvarovacím článkem, popsaným přenosovou (kmitočtovou) charakteristikou. Určí se:

- a) spektrum vstupního signálu prostřednictvím Fourierova obrazu $\bar{F}_1(j\omega)$,
- b) dále zjistíme spektrální obraz výstupního signálu

$$\bar{F}_2(j\omega) = \bar{F}_1(j\omega) \bar{K}(j\omega) \quad (38),$$

- c) nakonec zpětnou Fourierovou transformací rekonstruujeme časový průběh výstupního signálu

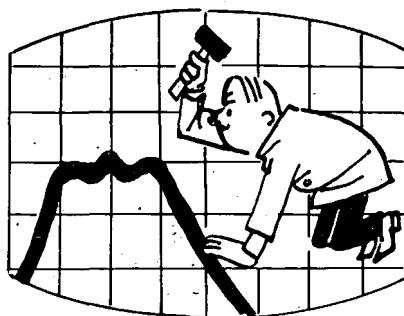
$$u_2(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \bar{F}_2(j\omega) \bar{K}(j\omega) e^{i\omega t} d\omega \quad (39),$$

což je vlastně příklad aplikace Fourierovské transformace ve spektrální metodě.

Vždy musí být splněna podmínka absolutní integrovatelnosti časové funkce. Nehledě k tomu, že často tomuto požadavku signál nevyhovuje (a tím je omezován aplikační rozsah Fourierovy transformace), je většinou matematické zpracování konkrétních úloh natolik náročné, že vybočuje z možností běžné technické praxe.

Operátorová metoda

Jednou z nejzajímavějších metod je metoda operátorová. Podstatou je skutečnost, že prvotně neshledáme neznámou funkci, vyhovující řešení té které diferenciální rovnice, ale postupujeme v jiné rovině. Hledáme řešení pomocné, operátorové rovnice, jejímž prostřednictvím stanovíme obraz původní funkce. Transformovaná, operátorová rovnice (v níž neznámou je obraz hledaného řešení) již není diferenciální, ale algebraická. Z té určíme obraz a teprve jeho pomocí hledáme výsledek.



Vidíme určitou podobnost s Fourierovou transformací. Teoretickým podkladem operátorové metody je integrální Laplaceova transformace. Laplaceův obraz lze definovat pomocí přímé transformace předmětu $f(t)$

$$\bar{F}(p) = \int_0^{\infty} f(t) e^{-pt} dt \quad (40),$$

existuje-li tento integrál a má-li konečnou hodnotu alespoň pro jedno p .

Laplaceův obraz je funkcí komplexní proměnné $p = \rho + j\omega$, definičním oborem je proto množina komplexních čísel.

Protože předmět a obraz jsou nesouměřitelné funkce, je nutno vhodné definovat jejich vzájemné relace. Pokud nemůže být u některých výrazů užito znaménka rovnosti, označuje se vzájemná korespondence symboly Laplaceovy transformace

$$\left. \begin{aligned} L[f(t)] &= \bar{F}(p) & \text{přímá} \\ L^{-1}[\bar{F}(p)] &= f(t) & \text{zpětná} \end{aligned} \right\} \text{transformace.}$$

Inverzní transformací určíme originál $f(t)$ ke známému obrazu $\bar{F}(p)$. Vztah pro zpětnou transformaci je tedy řešením integrální rovnice (40) s ohledem na $f(t)$

$$f(t) = \frac{1}{2\pi j} \int_{\sigma - j\infty}^{\sigma + j\infty} \bar{F}(p) e^{pt} dp \quad (41),$$

což je úloha z oboru funkcí komplexní proměnné – p je komplexní a t reálný argument.

Nutnou podmínkou platnosti Laplaceovy transformace je spojitost $f(t)$ po částech v intervalu $(0$ až $\infty)$ a mezní rychlost růstu $|f(t)| < Me^{\alpha t}$ (M, α libovolná kladná čísla). To je velkou předností Laplaceovy transformace, protože uvedeným podmínkám vyhovuje prakticky každý technický reálný signál.

Předpokládejme, že známe obraz $\bar{F}(p)$ jisté časové funkce $f(t)$. Časovou funkci $f(t)$, originál, však neznáme. Lze jej stanovit pomocí zpětné transformace. Zde je další výhoda Laplaceovy transformace – v mnoha případech není třeba řešit integrál (41). S výhodou se užívá Heavisideova rozkladu nebo tzv. operátorového slovníku, v němž nacházíme buď korespondence speciálních funkcí, nebo obecných operátorových funkcí a originálů. V obou případech je nutná znalost některých zákonitostí, s jejichž pomocí se upravuje korespondence mezi obrazem a originálem.

Zmínili jsme se o komplexní proměnné (kmitočtu) – p . Pomocí komplexní proměnné transformujeme diferenciální rovnice na jejich obrazy. Můžeme to však učinit také jinak. Při rozboru určitého zapojení nejprve stanovíme obrazy jednotlivých obvodových prvků a pak přímo sestavíme obrazovou rovnici obvodu. Tím se vyhneme jakékoli manipulaci s diferenciálními rovnicemi a přesouváme těžší práci do následných korespondencí.

Obrazové imitance prvků R, L, C definujeme

$$\left. \begin{aligned} Z_R(p) &= R, & Y_R(p) &= \frac{1}{R}, \\ Z_L(p) &= Lp, & Y_L(p) &= \frac{1}{Lp}, \\ Z_C(p) &= \frac{1}{Cp}, & Y_C(p) &= Cp. \end{aligned} \right\} \quad (42).$$

Rovněž stanovíme obrazy zdrojů signálu. Obecně

$$U(p) = Z(p)I(p) = I(p)/Y(p). \quad (43).$$

S takto definovanými prvky můžeme pracovat jako s odpory (vodivostmi) v obvodu stejnosměrného signálu.

Pro ilustraci opět jednoduchý příklad, stanovení odezvy obvodu z obr. 7 na jednotkový skok, tentokrát s využitím operátorové metody. Protože Laplaceova transformace je podle (40), definována pro $t \geq 0$, můžeme jednotkový skok popsat obrazem časové funkce $L[f(t)] = U/p$. Obraz přenosové funkce článku RC

$$K(p) = \frac{1/Cp}{R + 1/Cp} = \frac{1}{1 + p\tau} \quad [\tau = RC] \quad (44).$$

Nyní stanovíme obraz odezvy

$$\bar{F}_2(p) = \bar{F}_1(p)K(p) = U \frac{1}{p(1 + p\tau)} \quad (45).$$

Zpětnou transformaci $F_2(p)$ můžeme vzhledem k jednoduchosti řešit přímo. Vyhledáme kořeny poslední rovnice, při nichž se jmenovatel výrazu rovná nule. Jsou to zřejmě $p_1 = 0$, $p_2 = -1/\tau$. Z principu linearit

$$f(t) = U[e^0 - e^{-t/\tau}] = U(1 - e^{-t/\tau}) \quad (46),$$

což je výraz shodný s dříve odvozenou časovou odezvou (26).

Pomocí obrazu přenosové funkce lze odvod jednoznačně popsat jak z hlediska harmonického přenosu (kmitočtovou a fázovou charakteristikou), tj. v kmitočtové oblasti, tak v oblasti časové (přechodovou charakteristikou). Obraz přenosové funkce však přímo neurčuje žádnou z těchto funkcí.

Porovnáme-li (40), (41) s (35), (36), zjišťujeme určitou formální podobnost Laplaceovy a Fourierovy transformace. Mezi nimi je však několik zásadních rozdílů:

- namísto komplexní proměnné p užívá definice Fourierova obrazu $j\omega$,
- integrační meze Laplaceovy transformace jsou $[0, \infty]$, Fourierovy $[-\infty, +\infty]$,
- podstatné jsou rozdíly platnosti základních integrálních vztahů obou transformací.

Uvedené příčiny brání obecnému srovnávání obou metod.

Všimněme si alespoň odvození kmitočtové charakteristiky – položíme-li reálnou část komplexní proměnné p v Laplaceově obrazu přenosové funkce rovnou nule ($p = 0 + j\omega$), obraz přechází na komplexní vyjádření přenosové kmitočtové charakteristiky. Např. z rovnice (44) získáme

$$K(j\omega) = K(p)_{p=j\omega} = \frac{1}{1 + j\omega\tau} \quad (47),$$

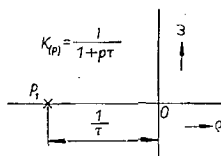
což je funkce shodná s (10), z níž známým způsobem dokážeme stanovit také charakteristiku fázovou.

Práce s přenosovým obrazem je názorná a užitečná v praxi.

Řešením složitějšího obvodu operátorovou metodou získáváme vždy funkci obrazového přenosu ve tvaru

$$K(p) = \frac{M(p)}{N(p)} = \frac{1 + x_1p + x_2p^2 + \dots + x_mp^m}{1 + y_1p + y_2p^2 + \dots + y_np^n} \quad (48),$$

kde $M(p) < N(p)$ jsou polynomy. Obraz, který má charakter racionální lomené funkce, je určen nulovými body a póly. Nulou se označují taková čísla p , po jejichž dosazení je $K(p)$ nula – jsou to kořeny čitatele, $M(p)$. Póly jsou komplexní kořeny jmenovatele $N(p)$, tedy taková čísla p , po jejichž dosazení roste $K(p)$ nade všechny meze. Při výpočtu lze řešit nuly a póly samostatně. S definicí nul a pólů souvisí i komplexní názornění obrazu $K(p)$ v tzv. pólovém schématu. Póly se



Obr. 17. Pólové schéma článku RC z obr. 7

označují křížkem, nulové body kroužkem. Reálná část q se vynášá ve směru vodorovně, imaginární, $j\omega$ ve směru svislé osy. Jako příklad stanovíme pólové schéma přenosového článku z rovnice (44), obr. 7. Má zřejmě jeden reálný pól $p_1 = -1/\tau$. Pólová schémata obrazů základních přenosových funkcí jsou podrobně a přístupně probírána v [1–3]. U složitějších obvodů je určení nul a pólů potřebné ke stanovení pólového schématu obtížnější. Užívá se rozkladu racionální lomené funkce na částečné zlomky prostřednictvím reziduí. Bez rutinní praxe je vhodnější, zajímá-li nás stanovení útlumové nebo fázové charakteristiky, jiný postup.

Řešením určitého obvodu dostaneme vždy racionální lomenou funkci, ve které sloučíme členy stejného řádu p . Zjistili jsme např.

$$K(p) = \frac{x_0 + x_1p + x_2p^2}{y_0 + y_1p + y_2p^2 + y_3p^3} \quad (49).$$

Využijeme již zmíněného převodu $K(p) \rightarrow K(j\omega)$ dosazením $j\omega$ za p . To odpovídá stanovení komplexní přenosové funkce obvodu pro sinusový signál a ustálený režim. Pak

$$K(j\omega) = \frac{x_0 + j\omega x_1 - \omega^2 x_2}{y_0 + j\omega y_1 - \omega^2 y_2 - j\omega^3 y_3} = \frac{x_0 + j\omega x_1 - \omega^2 x_2}{y_0 + j(\omega y_1 - \omega^3 y_3) - \omega^2 y_2} \quad (50).$$

Tento výraz má obecný tvar

$$K(j\omega) = \frac{A + jB}{C + jD} \quad (51),$$

v němž A, C jsou reálné, B, D imaginární složky obou polynomů. Imaginární jsou tvořeny členy s lichými mocninami p – obsahují tedy součinitel $j\omega$. Kmitočtová (útlumová) charakteristika

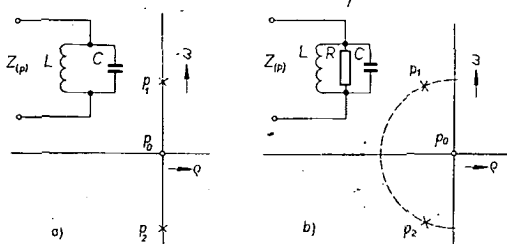
$$|K_{ul}| = \sqrt{\frac{A^2 + B^2}{C^2 + D^2}} \quad (52).$$

Proto v našem příkladu

$$K_{ul} = \sqrt{\frac{(x_0 - \omega^2 x_2)^2 + (\omega x_1)^2}{(y_0 - \omega^2 y_2)^2 + (\omega y_1 - \omega^3 y_3)^2}} = \sqrt{\frac{x_0^2 + \omega^2(x_1^2 - 2x_0x_2) + \omega^4x_2^2}{y_0^2 + \omega^2(y_1^2 - 2y_0y_2) + \omega^4(y_2^2 - 2y_1y_3) + \omega^6y_3^2}} \quad (53).$$

Podobně lze stanovit fázovou charakteristiku přenosového článku. Obecně, vzhledem k (51)

$$\varphi = \arctg \frac{B}{A} - \arctg \frac{D}{C} \quad (54).$$



Obr. 18. Impedanční pólové schéma ideálního (a) a reálného (b) paralelního rezonančního obvodu

Proto z (50)

$$\varphi = \arctg \frac{\omega x_1}{x_0 - \omega^2 x_2} - \arctg \frac{\omega y_1 - \omega^3 y_3}{y_0 - \omega^2 y_2} \quad (55).$$

Principy operátorové metody platí obecně pro libovolnou kmitočtovou oblast lineárních obvodů.

Na rozdíl od dosavadních příkladů, které jsme volili s komplexními obvody typu RC, můžeme hodnotit i vlastnosti vř filtrů a přenosových článků s ohledem na průběh přenosové nebo přechodové charakteristiky. Ke klasickým úlohám patří návrh maximálně ploché útlumové a fázové charakteristiky, skupinového zpoždění. Tak se, z rozložení nul a pólů, řeší rozložení laděné, Čebyševovy, Butterworthovy a jiné filtry. Zde se dostáváme do oblasti aproximace a realizace funkcí.

Užijme opět jednoduchého příkladu, osvětlujícího rozdíl mezi analýzou a syntézou imitací dvojpólu. Stanovme nejprve obraz imitací funkce a pólové schéma ideálního, bezztrátového paralelního rezonančního obvodu LC, obr. 18a. Takový obvod je ryze reaktanční.

$$Z(p) = \frac{1}{Cp + \frac{1}{Lp}} = \frac{Lp}{p^2 LC + 1} \quad (56).$$

Vidíme, že obvod má nulu v počátku a dva sdružené póly na imaginární ose $p_{1,2} = \pm \sqrt{\frac{1}{LC}}$.

Póly jsou lépe patrné, dělíme-li rovnici součinem LC

$$Z(p) = \frac{\frac{1}{C}p}{p^2 + \frac{1}{LC}} \quad (57).$$

Tomu odpovídá příslušné pólové schéma. Takový ideální obvod je nestabilní, protože má nuly a póly na imaginární ose.

Uvažujme dále reálný rezonanční obvod, obr. 18b.

$$Z(p) = \frac{1}{\frac{1}{Lp} + Cp + \frac{1}{R}} = \frac{pLR}{p^2 LC + pL + R} \quad (58).$$

Vidíme, že obvod má opět nulu v počátku. Má dále dva komplexně sdružené póly, které zjistíme, budeme-li samostatně řešit jmenovatele (58). Pomocí kvadratické rovnice

$$p_{1,2} = \frac{-L \pm \sqrt{L^2 - 4RLC}}{2LC} \quad (59).$$

Vztah upravíme

$$Z(p) = \frac{pLR}{(p - p_1)(p - p_2)} \quad (60).$$

Konkrétním řešením získáme rozměry obou pólů a definujeme pólové schéma. Tento tlumený rezonanční obvod je stabilní, protože má oba póly v levé polorovině schématu.

Nyní můžeme symbolicky, podle Fostera, naznačit příklad obvodové syntézy. Chápe me tím činnost, při níž vycházíme ze známého obrazu určité funkce a hledáme její realizaci, tj. vhodnou konfiguraci obvodových prvků.

Předpokládáme, že jsme stanovili požadavky na imitační charakteristiku dvoj pólu a popsali je obvodovou funkcí

$$Z(p) = \frac{K(p^2 + \omega_1^2)(p^2 + \omega_2^2)(p^2 + \omega_3^2)}{p(p^2 + \omega_4^2)(p^2 + \omega_5^2)} \quad (61).$$

Hledíme nyní obvod, který vyhovuje této funkci. Bez odvození platí, že funkce (61) je reaktanční, bezetrátová, s jednoduchými střídajícími se nulami a póly 0, ∞ , $\pm j\omega$ na imaginární ose. Rezidua v pólech jsou kladná. Rozkladem na částečné zlomky a úpravou lze odvodit výraz

$$Z(p) = k_\infty p + \frac{k_0}{p} + \sum_{i=1}^n \frac{2k_i p}{p^2 + \omega_i^2} \quad (62).$$

Z prvních dvou členů můžeme ihned určit součet reaktancí indukčnosti a kapacity ($k_\infty p = Lp$, $\frac{k_0}{p} = \frac{1}{Cp}$). Srovnáním třetího

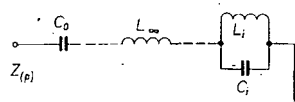
členu s rovnicí (57) zjišťujeme ideální paralelní rezonanční obvod

$$2k_i = \frac{1}{C_i}, \omega_i^2 = \frac{1}{L_i C_i} \rightarrow L_i = \frac{1}{\omega_i^2 C_i} = \frac{2k_i}{\omega_i^2} \quad (63).$$

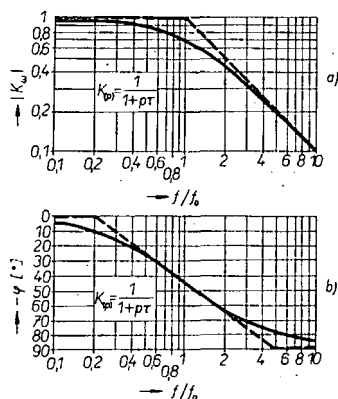
Obecný reaktanční dvoj pól tedy můžeme definovat součtem obrazů indukčnosti, kapacity a rezonančního obvodu. Proto také můžeme nakreslit schéma, obr. 19. Výskyt jednotlivých prvků L , C a počet rezonančních obvodů ve schématu je závislý na konkrétním tvaru reaktanční racionální lomené funkce (výskyt pólů v počátku, nekonečno, rozsah ω).

Syntéza lineárních obvodů je charakteristická tím, že nemá jednoznačné řešení. Určitou funkci lze realizovat více způsoby. Řešení pak směřuje k co neefektivnější realizaci (počet prvků, obtížnost nastavení...). Praktická syntéza komplexních obvodů je obtížnou partií, protože obecně neplatí řada výše uvedených předpokladů – póly a nuly s prvky R , L , C mohou být komplexní.

Z rozložení nul a pólů určitého lineárního obvodu tedy můžeme stanovit imitační nebo přenosovou charakteristiku, známe-li vzájemné vztahy mezi pólovým schématem nebo obrazovou funkcí na jedné a imitační nebo přenosovou charakteristickou základních přenosových článků na druhé straně. Víme např. že přenosový článek z obr. 7, definovaný pólovým schématem na obr. 17, má průběh útlumové a fázové charakteristiky podle obr. 20. S pomocí těchto základních vztahů můžeme při známém rozložení nul a zvláště pólů sestavit celkovou útlumovou charakteristiku složitějšího obvodu. Výhodná je grafická metoda, zvláště pro první přiblížení. Pak pracujeme s asymptotickými charakteristikami, kdy průběh amplitudové charakteristiky (zisk, útlum), hodnotíme v logaritmickém měřítku (dB). To umožňuje přímo sčítat (odčítat) pořadnice charakteristiky v kritických (asymptotických) bodech. Tak postupně aproximujeme útlumovou charakteristiku celého zařízení, např. zesilovače. Podobně můžeme graficky stanovit také charakteristiku fázovou, na níž však



Obr. 19. K příkladu realizace ideálního, bezetrátového dvoj pólu LC



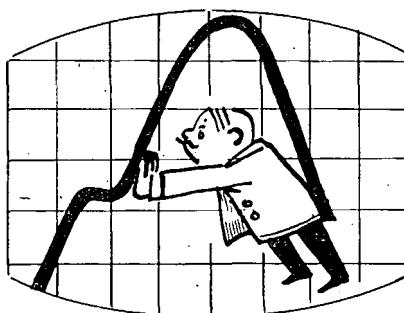
Obr. 20. Skutečné i asymptotické charakteristiky (útlumová – a, fázová – b) jednoduché dolní propusti RC v normalizovaném tvaru (kmitočet $f_0 = 1/2\pi\tau$)

často můžeme usuzovat již z průběhu charakteristik útlumové. Uplatňují-li se v obvodu zpětné vazby, můžeme rovněž posuzovat jeho kmitočtovou stabilitu. Výhodná jsou zde kritéria podle Bodeho. Podobně lze např. řešit kmitočtovou kompenzaci operačního zesilovače jako prvku s přenosovou charakteristikou vyššího řádu, s větším počtem pólů. Kompenzační prvky se obvodové struktury OZ vnucují další póly s ohledem na reálný zisk (stupeň zpětné vazby) zapojení, charakter zdroje vstupního signálu, zpětnovazební smyčky ap. Zásadním požadavkem je stabilita obvodu.

Z celé kapitoly vyplývá jedno. Teorie lineárních obvodů je složitá a neustále se vyvíjí. Neexistuje jednoduchá metoda, dostatečně popisující chování obecně definovaného obvodu jak v časové, tak v kmitočtové oblasti. Úsilí o perfektní přehled je pro nespecializovaného technika většinou ne-reálným cílem. Nehledě na to, že řadu problémů nelze přesněji postihnout ani výpočtem. Jsou to zvláštní případy, v nichž se uplatňují složité průběhy signálů, dynamické vlivy obvodových nelinearit (modulace, zkreslení...), proměnné signály aj. Pro přesnější hodnocení těchto situací je třeba použít měření. K optimální volbě měřicích metod a postupů je samozřejmě potřebná alespoň určitá znalost teorie obvodů.

II. Měřicí metody

Při vývojové činnosti obvykle vycházíme z exaktního rozboru úlohy, pomáháme si však experimenty, měřeními parametrů dílčích prvků a obvodů. Taková kombinace je typická pro efektivní činnost. Významná role měřicí techniky a její častá preference však není způsobena pouze obtížným zpracováním teorie obvodů. Nehledě k často širokým tolerancím a klimatickým závislostem řady stavebních prvků vycházíme vlastně již při návrhu zařízení z parametrů, stanovených měřeními (např. parametry tranzistorů). Víme z praxe, že práci s úplnými čtyřpólovými



mi parametry se pokud možno vyhýbáme, idealizujeme obvodové prvky ap. Tak na jedné straně zjednodušíme výpočet na únosnou míru, snažíme se zachovat přehlednost návrhu, na druhé straně ovšem do návrhu zavádíme další více či méně únosné chyby. A nejen to. Praktické konstrukce téměř vždy vybočují z oblasti čistě lineárních obvodů. Vyskytují se v nich vlivy obvodových nelinearit, podmíněných stabilit a jiné činitele, které ne vždy mohou být postiženy v plném rozsahu – pak se uplatňuje měřicí technika.

Kmitočtová oblast

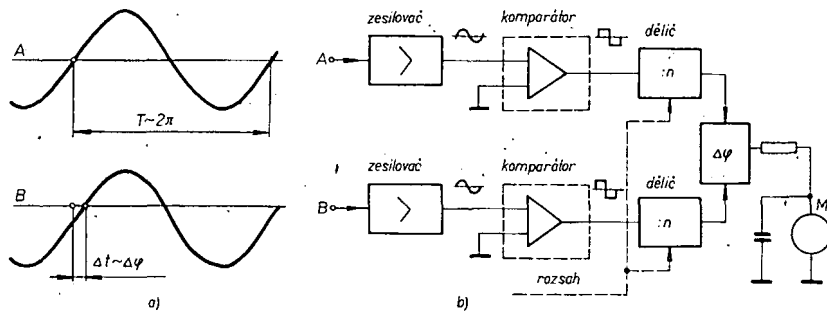
V určité kmitočtové oblasti měříme nejčastěji přenosové a imitační parametry. Přenos při měření zisku (útlumu) určitého čtyř pólu (čímž rozumíme vyšetřování modulu přenosové funkce) je v souladu s teorií a pro zlepšení rozlišovací schopnosti často udáván v dB, tj. v logaritmickém vyjádření. Zde se dobře osvědčuje nomogram, viz 3. strana obálky.

Často je vhodné používat kalkulátory, zvláště programovatelné. Pro jednoduché úkony vyhovují i nejjednodušší typy. Sám mám např. k dispozici Sharp PC-1002. V následující tabulce jsou pro zajímavost uvedeny sestavené programy obousměrných konverzí. Pro výpočet y [dB] z poměru $U_2/U_1 = x$ je užito základní rovnice y_u [dB] = $20 \log x$. Pro inverzní převod je východiskem úprava $\log x = y_u$ [dB]/20.

A_u [dB]	U_2/U_1
$y = 20 \log x$	$x = 10^{y/20}$
x F, PROG log	y F, PROG
20 = END	20 = 10 ^y END
zaved. x Start disp y	zaved. y Start disp x

Při programování zavádíme za x nebo y libovolné číslo, např. 1. To usnadňuje průběžnou kontrolu správnosti programu, který u tohoto kalkulátoru nelze krokovat ani odladovat. Symboly PROG-END vymezují interval programování. Po vložení programu již probíhá výpočet mechanicky – tlačítka pouze zavedeme vstupní proměnnou, po stisknutí tlačítka START displej indikuje výsledek.

Z předchozí kapitoly vyplývá, že zdaleka ne vždy vystačíme se znalostí absolutní hodnoty přenosu či imitance. Velmi důležitá je také znalost fázové charakteristiky. Kromě možnosti vyhodnotit přenos či imitanci v komplexní kmitočtové rovině lze ze znalosti fázového posuvu i definovat stabilitu aktivních čtyřpólů (Nyquist, Bode...), určit zkreslení signálu (viz návaznost na harmonickou analýzu) aj. V některém čísle AR 1979 uvedeme článek, zabývající se neobvyklými konstrukcemi fázoměrů s analogovým i číslicovým výstupem. Zde pro orientaci pouze několik poznámek. Ve většině příruček jsou uváděny metody vyhodnocení fázového úhlu mezi dvěma signály ze známého vyhodnocení obrazců na stínítku osciloskopu. Tím se zabývat nebudeme. Často je hodnocen vzájemný posuv dvou harmonických signálů ze vztahu nulových průchodů současného zobrazení na stínítku dvoustupňového osciloskopu. Vyhodnocení nulových průchodů je i podstatou fázoměrů. Signály jsou tvarovány napěťovými komparátory na pravouhlé (srovnej obr. 21a, b) a jako hlavní a podřízený signál ovládají vyhodnocovací obvod, nejčastěji



Obr. 21. Vyhodnocení fázového offsetu dvou signálů

s klopnými obvody typu J-K, ale i s monostabilními obvody (74123) ap. Vhodnou logikou se odvozuji impulsy o šířce, proporcionální vzájemnému fázovému posuvu obou signálů. Integrací impulsů lze získat analogové napětí, vyjadřující přímo velikost posuvu. Podobně jako u dvoustupňového osciloskopu, je u fázoměru určitým problémem jednoznačnost vyhodnocení posuvů s ohledem na možné násobky základního intervalu, např. 360°. Proto se do ovládacích vstupů zařazují prepínatelné kmitočtové děliče, dovolující základní orientaci v širším rozsahu, např. 720°. U většiny fázoměru musí být také definován smysl fázového posuvu měřicího kanálu vůči referenčnímu (většinou kladný). Řada těchto zapojení byla v AR i RK popsána.

Kmitočtový rozsah naznačené koncepce je, především vlivem vlastností komparátorů, omezen na oblast ne vyšší jak desítky a stovky kHz. K jeho rozšíření se užívá kmitočtové konverze, jak dále uvidíme.

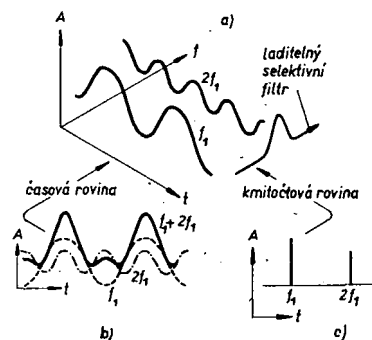
Imitanci i přenosové charakteristiky vyjadřují kmitočtové závislosti jednotlivých parametrů, získané vyhodnocením a grafickým zpracováním signálů příslušnými detektory (amplitudovým, fázovým) či jinak. Způsoby vyhodnocení i zpracování jsou poplatné konkrétní situaci (kmitočtová poloha, selektivita, dynamika...). Práce je často náročná na parametry přístrojů (potřebných pro tu kterou měřicí sestavu), kvalifikaci a čas.

S oblibou se proto užívá různých zjednodušujících, orientačních měření, vycházejících ze souvislosti mezi časovou a kmitočtovou rovinou. Tak např. hodnotit zesilovač z hlediska šířky pásma a stability vyžaduje poměrně zdoluhavé měření v kmitočtové rovině. Může se však postupovat obráceně. Víme, že náběh impulsu (ideálního), který prochází zesilovačem o šířce pásma B , bude přibližně roven $\tau = (0,3 \text{ až } 0,4)/B$. U aktivních zesilovačů tak můžeme hodnotit i stabilitu sledování případných překmitů v závislosti na stupni vybuzení. Ze snížení temene impulsu lze vyšetřovat přenos nízkých kmitočtů. Podobně radiovými impulsy lze ověřovat selektivitu zesilovače. To vše jsou ovšem improvizace.

Pro přesný postih zisku, selektivity a pro nastavení složitějších filtrů musí být přenos měřen v kmitočtové rovině s dostatečnou přesností. Tuto činnost umožňují do značné míry automatizovat přenosové a imitanci analyzátory. Vedle názornosti měření je velkou výhodou také to, že jakýkoli zásah do měřeného objektu je ihned patrný.

Časová oblast

U přenosových měření není dosti dobře možno kvalitativně postihnout vliv obvodových nelinearit na měřený signál. Poněkud lepší představu získáme časovým rozvojem signálu, jeho sledováním osciloskopem. I tak je kvalitativně obtížné postihnout zkreslení, protože osciloskop dovoluje pozorovat pouze výslednou kompozici spektrálních složek.



Obr. 22. Pohled na periodický signál (a) z časové (b) a kmitočtové roviny (c)

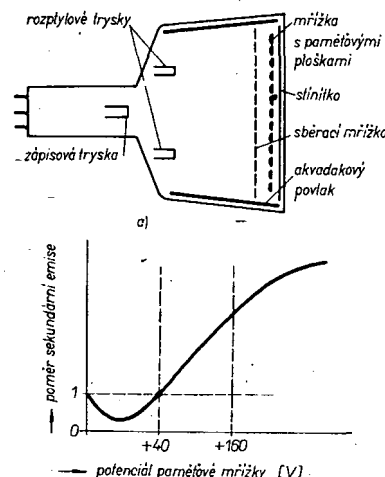
Situaci v souladu s předchozí kapitolou dobře vystihuje znázornění periodického signálu (zde 1. a 2. harmonické) ve dvou rovinách. Časový rozvoj kompozice je na obr. 22b.

Tento průběh můžeme chápat jako zkreslení signálu vlivem 2. harmonické. Při orientační kontrole zkreslení zesilovače vlivem limitace nebo přechodového zkreslení je často vhodnější užít měřicího signálu tvaru symetrického trojúhelníku, jaký mohou produkovat běžné funkční generátory. Malé odchylky od linearity jsou snáze postřehitelné.

Těžšíště užití osciloskopu leží především v impulsní technice. Pomineme-li kvalitativní stránku moderních konstrukcí stejně jako speciální aplikace (televizní, vícecestné osciloskopy...), bylo by třeba zlepšit informovanost čtenářů zvláště pokud jde o vzorkovací a paměťové osciloskopy.

Vzorkovací osciloskopy, jejichž podstatu lze přirovnat k principu stroboskopu, umožňují časový rozvoj signálů až do oblasti GHz.

Našeho tématu se týkají především osciloskopy paměťové, umožňující sledovat pomalé, neperiodické nebo jednorázové signály. Výhodou je možnost uchovat oscilogram



Obr. 23. Paměťová obrazovka – rez systémem (a) a závislost sekundární emise na potenciálu paměťové mřížky

na stínítku po delší dobu. Např. typ HP 1703A, který mám možnost užívat, podrží v případě potřeby záznam až několik dní. To je umožněno speciální paměťovou obrazovkou, pracující na principu sekundární emise. Signál se zapisuje pomocí konvenčních elektronových trysky, elektrostatického vychylovacího systému a aluminizovaného fosforového stínítka (obr. 23a). Prvky, umožňující paměťový režim, jsou především paměťová a sběrací mřížka a rozptylové elektronové trysky s příslušným ovládním. Elektronový mrak od rozptylových trysky je urychlován ke stínítku potenciálem akvadakového povlaku a sběrací mřížkou.

Paměťová mřížka je opatřena povlakem s velkým činitelem sekundární emise. Ten je závislý na jejím potenciálu. Na obr. 23b zachycuje vztahy bod rovnost mezi kvantem elektronů, dopadajících a opouštějících paměťovou plošku. Potenciál paměťové mřížky lze ovládat jednotlivými tryskami v ploškách, odpovídajících polohám průchodu zápisového paprsku. Činnost se dále ovládá potenciálem mezi paměťovou a sběrací mřížkou.

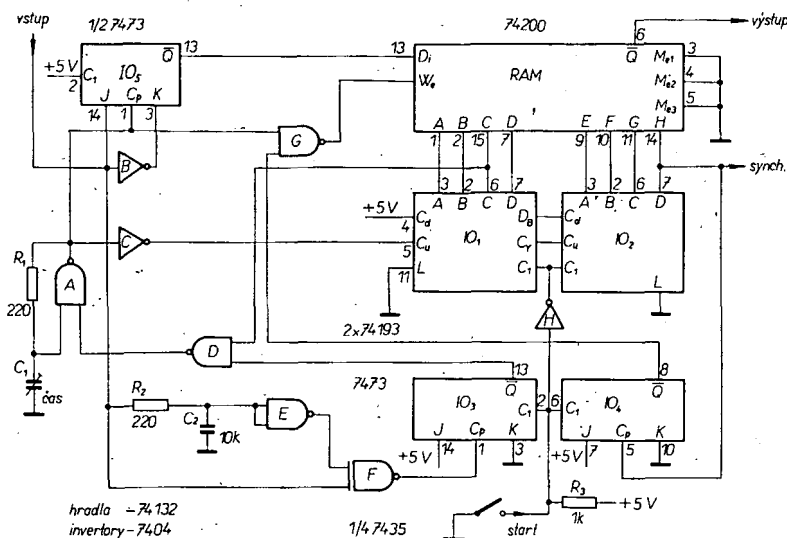
Je-li potenciál paměťové mřížky asi -40 V, lze ji chápat jako řídicí mřížku rozptylových trysky, které proto odděluje od stínítka. V takovém případě pracuje obrazovka jako konvenční. Dopadem paprsku zápisové trysky je nabíjeno vlivem sekundární emise dielektrikum paměťové plošky. Rozložení náboje po stínítku, k němuž dojde během zápisového cyklu, je podstatou paměti obrazovky. Vlastní zobrazení i záznam jsou ovládány impulsními obvody, řídicími součinnost zápisové a rozptylových trysky. Ke zrušení záznamu se využívá vyrovnání potenciálu mezi sběrací a paměťovou mřížkou.

Stále více se prosazují osciloskopy s digitální pamětí. Jejich činnost je obvykle řízena mikroprocesorem s příslušnými doplňkovými obvody. Ukázka podobného řešení je na obr. 24: jednorázový paměťový adaptor k běžnému osciloskopu. Je určen k záznamu a reprodukci jednorázového logického signálu. Paměť RAM i ostatní obvody jsou klasické prvky z řady SN74.

Paměť má čtyři základní vstupy: a) vstup dat - D_i , b) ovládní módu read/write - W_e , c) 8bitovou adresovou volbu - A až H , d) výstup dat - Q .

Strojní cyklus je řízen hodinovým generátorem (hradlo A), jehož činnost je blokována přes klopné obvody J-K ($IO_{3,4}$) a synchronní 8bitový čítač. Generátor ovládá režim paměti, její adresování a společně se vstupním signálem zápis dat. Cyklus je roven $2^8 = 256$ hodinovým impulsům, což vyplývá ze shodných kapacit paměti a čítače.

Měřicí cyklus se spouští nulováním obvodů IO_1 až IO_4 , např. ručně tlačítkem „start“. Měřený signál přichází jednak na obvod IO_1 (úprava vstupních dat paměti), jednak přes obvod vyhodnocení dynamicky neekvivalentní funkce (hradla E, F) na obvod IO_3 . Po odstartování začne pracovat hodinový generátor a inkrementuje čítač do stavu 4. Zde se, pokud se vstupní signál nezměnil, zastaví, protože na obou vstupech hradla D je úroveň log. 1. Jakmile dojde ke „skoku“ vstupního signálu (v libovolném smyslu), je vlivem časové konstanty R_2C_2 překlopen IO_3 . Tím se znovu uvede do činnosti hodinový generátor, který již nemůže být zablokovan až do konce měřicího cyklu. Při změně hodinového signálu na log. 0 se zapíše stav vstupního signálu do paměti. Při změně na log. 1 je inkrementován čítač a tím i adresa paměti. V okamžiku naplnění čítače (i paměti) 256. hodinovým impulsem je další přenos do paměti znemožněn (Q obvodu $IO_4 = \text{log. } 0$), hodinový generátor však dále kmitá, opět inkrementuje čítač i paměť, která je nyní v režimu „read“. Na výstupu Q paměti se proto cyklicky opakuje nahraný logický signál. Výstup „synch“ je určen k synchronizaci osciloskopu. Záznamová i čtecí rychlost mo-



Obr. 24. Schéma pamětového adaptoru

hou být nezávisle upravovány nastavením kmitočtu hodinového generátoru.

Můžeme si představit, že rozšířením počtu měřících kanálů, rozsahu paměti na vícebitový signál, příslušnou digitalizací analogového signálu vícebitovým konvertorem A/D na vstupu adaptoru a zpětnou konverzí D/A na jeho výstupu by bylo možno systému využít také pro záznam a přehrávku analogového signálu. Vzhledem k řadě možností, které záznam poskytuje při vyhodnocování, by se však řešení pohybovalo v kvalitativně jiné rovině.

Ke tvorbě či simulaci vstupního signálu se užívají generátory signálu. Některými principy, jako jsou kmitočtová a digitální syntéza, generátory velmi vysokých harmonických kmitočtů, převodníky U/f a generátory lineárních nebo exponenciálních průběhů, se zabýváme na jiném místě. Zajímavě jsou dnes řešeny generátory pseudonáhodného signálu, programovatelné impulsní a funkční generátory. To je opět oblast, kde teprve současná technika umožňuje realizovat principy, známé již dlouho. Vzpomínám si napří-

klad, jak se mi před časem líbil nápad využít osciloskopu nebo televizoru v sestavě fotoelektrického generátoru, umožňujícího vytvářet signál se složitým časovým průběhem. Stínítko bylo překryto maskou s výřezem ve tvaru požadovaného normalizovaného časového průběhu, obr. 25. Rastr na stínítku byl lineární, buď synchronně, nebo jednorázově skanován přes rozměr celé plochy. Soustava fotonek, umístěná nad výřezem, generovala úzké impulsy v časech t_i . Užitím náběžných hran impulsů jako jednoho, impulsů v čase t_0 , odvozených od zpětných běhů rozkladu, jako druhého ovládacího signálu pro bistabilní klopný obvod se získaly šířkově modulované impulsy. V každém řádku je šířka impulsu proporcionální amplitudě pořadnice y_i . Integrací impulsů lze získat analogový signál libovolného časového průběhu. Nedostatků řešení jsou zřejmě (rozměry, omezení rychlosti reakčním zpožděním fotonek, nelinearity rozkladů a optické soustavy...). Podobných výsledků lze dosáhnout primitivní úpravou podle obr. 25b. Čítač spouštěný hodinovými impulsy ovládá přes dekodér spínací síť. Volbou odporů lze ovládat stupňovitou aproximaci požadovaného časového průběhu, opakovací kmitočet lze měnit přeladěním hodinového generátoru. Podobně lze upravovat nelineární přenosovou funkci zesilovače váhovým ovládáním jeho zisku, obr. 25c. Při užití paměti a procesoru mohou být požadované funkce ovládány programově, na jiné úrovni.

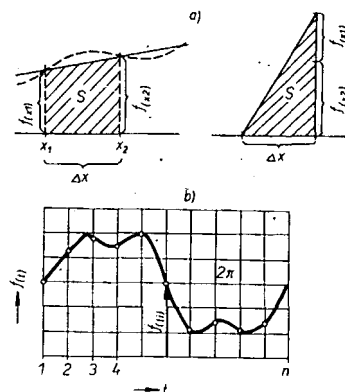
Spektrální analýza

Přesnějšího kvalitativního postihu zkreslení, popř. spektrálního obsahu signálu, lze dosáhnout pouze v kmitočtové rovině, dovolující analyzovat jednotlivé harmonické složky nezávisle (obr. 22c).

Na podobném principu je založeno i měření zkreslení zesilovačů. Selektivním filtrem (Vmetrem) se izoluje základní harmonická, zkreslení se určí poměrem obsahu harmonického spektra vůči úplnému signálu. Podobně, vyšetřujeme-li selektivně určitou harmonickou složku, získáme pouze amplitudový údaj, selektivní Vmetr reaguje na modul $c_k = \sqrt{a_k^2 + b_k^2}$, fázové poměry ve spektru se tímto postupem ztrácejí.

V první kapitole jsme se v souvislosti s obtížnou integrovatelností složitějších časových funkcí při harmonické analýze zmínili o možnosti grafických metod řešení. Jejich podstatou je náhrada integrace sumací, měřený průběh aproximujeme lineárními úseky a Δx nahrazuje Δx . Jedna z těchto možností je na obr. 26a. Plocha určitého úseku

$$\int_{x_1}^{x_2} f(x) dx \approx \frac{\Delta x}{2} [f(x_1) + f(x_2)].$$



Obr. 26. Ke grafické harmonické analýze: podstata aproximace lineárními úseky (a), vyhodnocení souřadnic t_i , $f(t_i)$ ze stínítka osciloskopu (b)

Taková náhrada platí pro rostoucí, klesající i záporné funkce. Plocha celého periodického intervalu 0 až 2π , obr. 26b, pak může být vyjádřena sumou

$$\sum_{i=1}^N \frac{N}{2} [f(t_i) + f(t_{i+1})].$$

Zde jsme celý signál v periodickém intervalu rozdělili na N shodných úseků. Pro přesnější aproximaci je samozřejmě zapotřebí značný počet vzorků, aby chyba, zaváděná linearizací, byla přijatelná.

Ze vzorkovací teorie vyplývá, že počet vzorků by měl být minimálně dvojnásobkem nejvyšší harmonické, která nás ještě zajímá. Tak např. pro analýzu do 5. harmonické by mělo být vzorků alespoň deset. V takovém rozsahu lze ke vzorkování použít přímo rastr osciloskopu.

V dělicích bodech 1 až N na obr. 26b přečteme příslušné pořadnice $f(t_i)$. Při tom pro zjednodušení upravíme polohu signálu na stínítku tak, aby všechny pořadnice byly kladné. Jednotlivé složky (koeficienty a_k , b_k) určíme jako

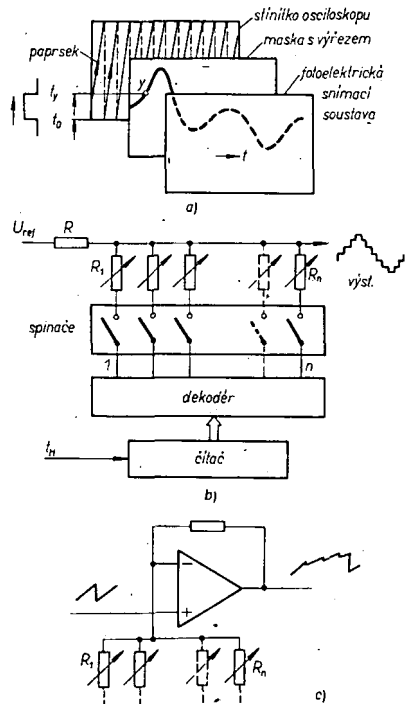
$$\begin{aligned} a_k &= \frac{2}{T} \int_0^T f(x) \cos kx dx = \\ &= \frac{2}{T} \sum_{i=1}^N f(x) \cos \frac{k2\pi t}{T} = \\ &= \frac{2}{N} \sum_{i=1}^N f(t_i) \cos 2\pi k \frac{(i-1)}{N}, \\ b_k &= \frac{2}{N} \sum_{i=1}^N f(t_i) \sin 2\pi k \frac{(i-1)}{N}. \end{aligned}$$

Rozdělení periody na úseky s rovností mezních hodnot y_i na začátku a konci periody vymezuje polohu t_i na časové ose jako $(i-1)/N$.

I při tomto zjednodušení je zpracování jednotlivých součtů zdoluhavé, používají se různé tabulkové zápisy (k lepší přehlednosti). I to je důvodem, proč se grafických metod užívá pouze při analýze v rozsahu několika harmonických.

Aproximační metody dozrávají určité renezance s rozšiřováním programovatelných kalkulátorů na běžných pracovištích, výpočet je díky možnosti užít program mnohonásobně zrychlen. Příklad jednoduchého programu pro HP 25 byl uveden v [II-8].

V praxi je nutno spektrální funkce měřit. Diskrétní metody jsou zdoluhavé. Stále více



Obr. 25. Ke generátorům složitých časových průběhů: princip fotoelektrického generátoru (a), stupňovitá aproximace (b), řízení zisku zpětomazebního zesilovače (c)

se, v širokém aplikačním i kvalitativním rozsahu, uplatňují spektrální analyzátoři, znázorňující celý soubor funkcí na displeji v kmitočtové rovině.

V dalších kapitolách si budeme všimnout podrobněji právě zajímavých stránek koncepčního a obvodového řešení přenosových a spektrálních analyzátorů.

III. Přenosové analyzátoři

Budeme se věnovat problematice přenosových analyzátorů s ohledem na kmitočtový rozsah a zobrazovací či vyhodnocovací metody. Výklad je doplněn příklady konstrukcí známých světových firem, zajímavými principy a zapojeními ze zahraničních pramenů.

Nízkofrekvenční kmitočtové rozmitače (voblery)

V nf oblasti se setkáváme s určitými zvláštnostmi, které jindy nevystupují do popředí. První zvláštností je nutnost stanovit kompromis mezi zkreslením rozmitaného signálu, měřeným kmitočtovým rozsahem a rozmitací rychlostí.

Ve vyšších kmitočtových oblastech se pro stabilní zobrazení sledované přenosové křivky na displeji (stínítku obrazovky) využívá setrvačnosti lidského oka. Stačí, aby rozmita-

cí cyklus probíhal s rychlostí alespoň 50 Hz. To v nf oblasti není možné.

Ke zkreslení vlivem rozmitání dochází vždy, viz obr. 27. Je zanedbatelné při velkém poměru kmitočtu generovaného signálu k opakovacímu kmitočtu signálu regulačního, rozmitačního. V nf oboru je nejen nízký kmitočet signálu, ale navíc je i širka pásma, které má být překryto kmitočtovým zdvihem srovnatelná – u selektivních – a často mnohonásobně vyšší – u širokopásmových obvodů – než dolní mezní kmitočet rozsahu. Aby bylo zkreslení signálu zanedbatelné, musí být rozmitání velmi pomalé. Proto se ke znázornění přenosové charakteristiky užívá paměťových displejů (pomaluběžné osciloskopy, paměťové osciloskopy, souřadnicové zapisovače).

Určitou zvláštností je dosud využití konverze A/D a ukládání výsledků do paměti RAM, podobně jako v uvedeném příkladu paměťového adaptoru. V takovém případě by výsledek měření mohl být přehráván na běžném displeji zvýšenou rychlostí. Tento trend lze pozorovat v souvislosti s aplikací kmitočtových syntezátorů. Pak však většinou není výhodné přeladovat pásmo spojitě. Kmitočet měřícího signálu se méně po krocích, ovládaných procesorem.

Jak asi postupovat při praktickém stanovení rozmitací rychlosti? V prvním přiblížení (při lineárním rozmitání) je vhodné vycházet z mezních kmitočtů přeladovaného pásma, např. 100 Hz–10 kHz. Určíme geometrický střed pásma

$$f_s = \sqrt{f_{\min} f_{\max}} = \sqrt{10^0} = 10^3 \text{ Hz} \quad (1)$$

Minimální čas rozmitacího cyklu (dobu rozmitání) stanovíme jako

$$t_c = \frac{1}{f_s} (f_{\max} - f_{\min}) \approx 10 \text{ s} \quad (2)$$

Pokud je při měření užito detekční sondy (umožňující sledovat obálku přenosové charakteristiky), je nutno pečlivě volit její časovou konstantu. Zde mohou nastávat rozpory mezi přenosem sondy ve spodní kmitočtové oblasti (filtrace detekovaného signálu) a přenosem strmých oblastí přenosové charakteristiky (du/dt) ve vztahu k rozmitací rychlosti. Měřicí cyklus může být samozřejmě zkrácen, potom však sledovaný průběh není, zvláště při nízkých kmitočtech, věrohodný.

Při vyšetřování selektivních obvodů je situace co do rychlosti rozmitacího cyklu příznivější. Např. pro pásmo 1 až 2 kHz je

$$t_c = \frac{10^3}{1,4 \cdot 10^3} \approx 0,7 \text{ s}$$

Podobně je tomu i u širokopásmových obvodů, není-li kmitočtová osa znázorněna v lineárním, ale logaritmickém měřítku. Všimněme si tohoto grafického znázornění z praktické stránky. Změříme-li diskretní metodou jednotlivé body přenosové charakteristiky širokopásmového obvodu, musíme ji graficky znázornit v semilogaritmických souřadnicích, aby byla vůbec k něčemu užitečná. Ukažme si proč. Máme znázornit charakteristiku v rozsahu 10 Hz až 10 kHz. Pokusíme-li se změnu amplitudy zakreslit při lineárním měřítku kmitočtové osy, je vidět, že při určitých požadavcích na rozlišovací schopnost u nízkých kmitočtů se graf nepodaří vměstnat ani na rýsovací prkno. Na obr. 28a je pouze část naměřených výsledků. Proto se měřený kmitočet vynáší na logaritmickou stupnici, která zajišťuje konstantní poměrnou rozlišovací schopnost na celé kmitočtové ose (shodným kmitočtovým poměrům $f_1 : f_2$ odpovídají stejné grafické intervaly). V logaritmickém grafickém znázornění je zachycena nejen reálná velikost libovolného kmitočtu f_x , ale také poměr tohoto kmitočtu ke kmitočtu v počátku souřadnic – $f_x : f_0$ – v logaritmickém měřítku (obr. 28b).

Ke znázornění amplitudové složky přenosu se často užívá lineární stupnice. To znemožňuje přesněji vyhodnotit úroveň menší než asi 5 % z plného rozsahu (obr. 28b). Požadavek velké rozlišovací schopnosti vede již k diskutovanému vyjádření zisku či útlumu v dB (obr. 28c). Úrovňová stupnice v dB má lineární dělení, jedná se tedy o lineární znázornění logaritmického poměru buď přímo konkrétní přenosové funkce

$$A_u = 20 \log \frac{U_{\text{vyst}}}{U_{\text{vst}}} \text{ nebo jejího tvaru}$$

$$A_u = 20 \log \frac{U_{\text{vyst}}}{U_k} \text{ . Poměrná rozlišovací}$$

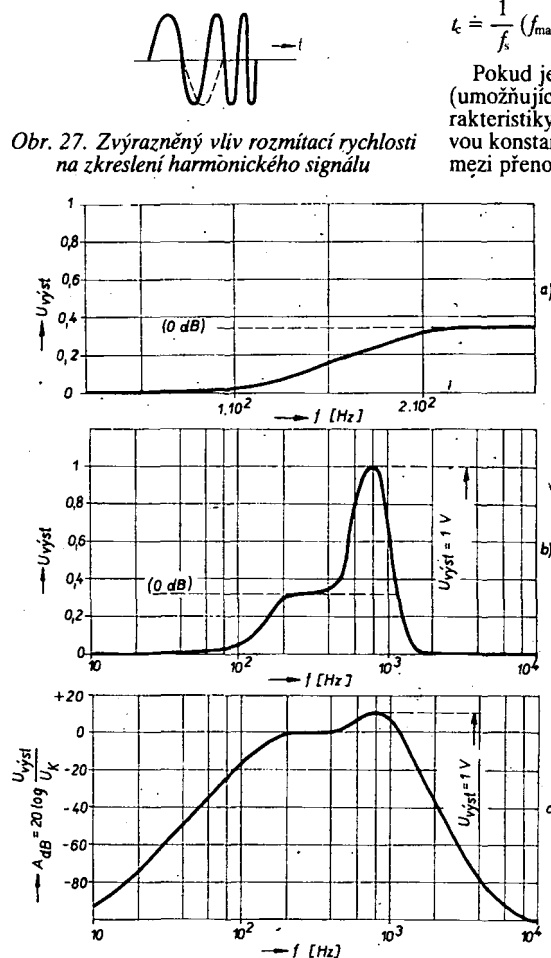
schopnost je konstantní v celém rozsahu, jednotlivé dílčí intervaly lze díky lineární stupnici graficky počítat a odečítat. Konfrontace měřené charakteristiky s návrhem či udávanými parametry je rychlá, názorná a přesná.

Z praxe vyplývá potřeba všech naznačených způsobů grafického znázornění. Jmenujme namátkou měření selektivních či širokopásmových přenosů, kmitočtové závislosti lineárních modulačních a detekčních obvodů, korekci, odstupů rušivých signálů, kmitočtové stability, vlivu úrovně signálu na přenosovou charakteristiku atd.

Ústředním obvodem nf rozmitače je generátor rozmitaného signálu. V současné době jsou zajímavé především dva funkční principy.

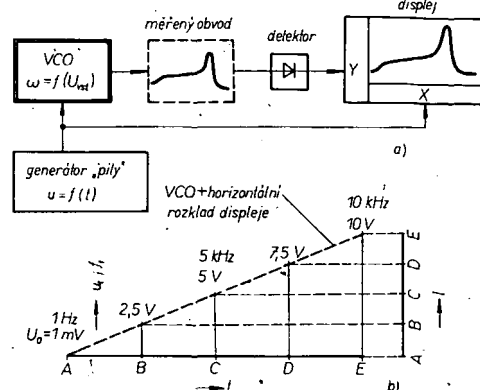
- Napětově řízené oscilátory (VCO); u nich se užívá nejčastěji převodníků U/f nebo vhodné „ošetřené“ funkčních generátorů v integrované formě se sinusovým výstupem.
- Kmitočtové syntezátory; kmitočet výstupního signálu je možno ovládat prostřednictvím logických vcebitových signálů (digitálních slov).

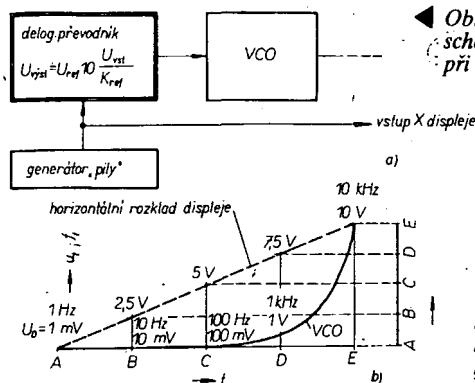
K přednostem analogového generátoru náleží do jisté míry cenová přístupnost.



Obr. 28. Rozlišovací schopnost a způsoby grafického znázornění: lineární měřítko modulu i kmitočtové osy (a), logaritmické měřítko kmitočtové osy (b), logaritmické měřítko kmitočtové osy, zisk je vyjádřen v normovaném tvaru vůči vztážené úrovni 0 dB (c)

Obr. 29. Blokové schéma (a) a poměry při lineárním rozmitání (b)





vyhovující stabilita a linearita signálu. Naopak nedostatkem druhé skupiny jsou především značné náklady, související jak s kmitočtovou syntézou, tak s odvozením harmonického průběhu a přeladovacího signálu. Výhodou je extrémní stabilita, možnost generovat několik výstupních signálů, možná precizní součinnost s přístroji pro zpracování měření výpočetní technikou aj.

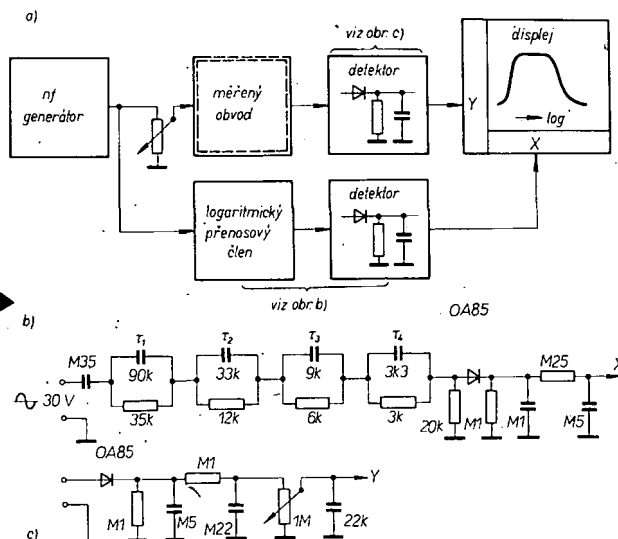
Analogový rozmítač

Užití VCO je zřejmě pro amatérskou konstrukci nejpřístupnější. S některými aspekty návrhu i aplikace převodníků U/f a funkčních generátorů se již měli čtenáři možnost seznámit. Jejich principů si zde proto všimát nebudeme. Kmitočet výstupního signálu VCO je lineární funkcí ovládacího, rozmítacího napětí. K lineárnímu rozmítání je tedy nutno zavést na vstup VCO signál pilovitého průběhu s lineární náběžnou hranou. Obvod, v němž je tento signál vytvářen, by měl dovolovat jak periodickou (sledování na osciloskopu), tak jednorázovou činnost (zapisovač x-y). V obou případech nemusí být zachována přesná linearita „pily“. Okamžitý kmitočet VCO je roven $f_s = U_s$, přičemž S je strmost konverze (Hz/V). Protože signálu pilovitého průběhu se užívá současně k zajištění okamžité polohy kmitočtu vůči horizontální ose displeje, projevuje se případná odchylka v linearitě pouze nerovnoměrnou zobrazovací rychlostí. I když je tedy ideální zvětšování „pily“ žádoucí, důležitější je stabilita mezních napětí U_{min} , U_{max} , stabilita VCO s ohledem na kalibraci a linearitu VCO s ohledem na linearitu kmitočtové osy displeje. Uvedené skutečnosti vyplývají z obr. 29a. Z obr. 29b lze odvodit vztah mezi úrovní napětí „pily“ (tím i kmitočtem VCO) a vychylkou ve směru kmitočtové osy displeje. Příklad odpovídá užití převodníku se strmostí 1 kHz/V, s citlivostí displeje 10 V na plnou výchylku. Je užito lineárního rozmítání v rozsahu 1 Hz až 10 kHz.

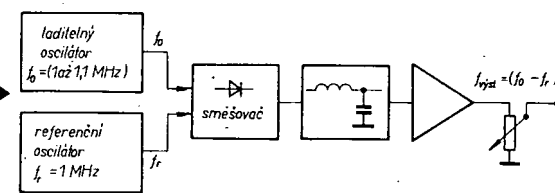
Obtížnější je zajistit součinnost displeje a VCO při organizaci logaritmického měřítka kmitočtové osy. Většinou se znovu užívá lineární napětí „pily“ pro ovládání vstupu X displeje. Vychylková rychlost je tedy opět konstantní. „Pila“ současně slouží jako prvotní ovládací signál VCO.

Vztah mezi lineárním rozkladem displeje a logaritmickým kmitočtovým měřítkem zajišťuje na blokovém schématu (obr. 30a) delogaritmický převodník. Vyjdeme z předchozího obrázku a určíme pro zvolené dělení vychylovací dráhy (tj. body A až E) kmitočty, příslušející logaritmickému měřítku. Mezi kmitočty (A, E) budou v obou souřadných systémech totožné. Poměr mezních kmitočtů je 10^4 , $\log 10^4 = 4$. Proto můžeme rozdělit kmitočtovou osu na čtyři shodné intervaly, čtyři dekády. V bodě B (horní mez první dekády) musí být kmitočet VCO roven $10f_{min} = 10$ Hz, proto i regulační napětí

Obr. 31. Termanův rozmítač: blokové schéma (a), logaritmického měřítka kmitočtové osy se dosahuje kmitočtově závislým přenosovým článkem (b); detektor obálky pro vertikální vstup displeje (c)



Obr. 32. Směšovací princip spojitého přeladění širokého kmitočtového rozsahu



VCO musí být 10 mV. Stejně lze odvodit potřebný kmitočet i regulační napětí VCO v bodech C, D, viz obr. 30b. V následující tabulce jsou seřazeny napětí a poměry U_i/U_0 ve zmíněných dělicích bodech.

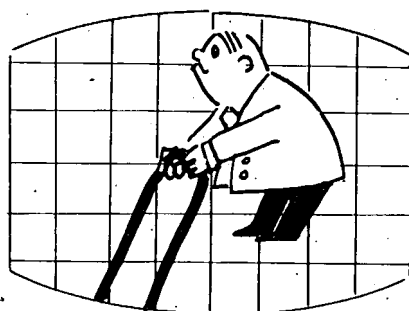
		A	B	C	D	E	X
Rezim	lin.	U_0	$U_0/2$	$U_0/4$	$U_0/8$	$U_0/16$	$U_0/32$
	log.	10^0	10^1	10^2	10^3	10^4	10^5

Vidíme, že poměrná hodnota $U_i(\text{lin.})/U_0$ je součinem určité konstanty K a exponentu x mocniny o dekadickém základu. Naopak, vyčíslená hodnota 10^4 odpovídá poměru $U_i(\text{exp.})/U_0$ z tabulky i grafu. Tím je definován vztah mezi okamžitou hodnotou napětí na vstupu displeje (kmitočtová osa) a napětím na vstupu VCO (okamžitý kmitočet). Konstanta $K = U_0(\text{lin.})/U_0$ (obr. 30b). Nelineární převodní charakteristika delogaritmického obvodu

$$\frac{U_{vst}(\text{exp.})}{U_{vst}} = \frac{U_0}{U_{vst}} 10^{\frac{U_{vst}}{K U_0}} \quad (3)$$

Při stabilitě konverze může být kmitočtová osa displeje kalibrována v logaritmickém měřítku, např. transparentním rastrem na stínítku osciloskopu.

Jednoduchý příklad k osvětlení činnosti delogaritmického obvodu. V čase, který odpovídá bodu C, obr. 30, je $U_0(\text{lin.}) = 5 \text{ V}$. Konstanta $K = 2,5 \cdot 10^3$, $U_0 = 1 \cdot 10^{-3} \text{ V}$. Z předchozí rovnice



$$U_{vst}(\text{exp.}) = U_0 10^{\frac{U_{vst}}{K U_0}} = 100 \text{ mV} \quad (4)$$

Podobně lze zpětně určit

$$U_{vst}(\text{lin.}) = 2 K U_0 = 5 \text{ V} \quad (5)$$

Stability rozkmitu ovládací „pily“, konverzní strmosti VCO a delogaritmujícího obvodu, nakonec i rozkladů displeje patří k základním problémům řešení nf rozmítače.

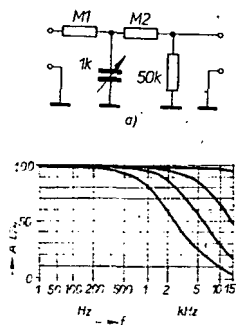
Ukázky řešení, improvizace

Neuškodí připomenout dnes již pionýrskou koncepci nf rozmítače, navrženou F. E. Termanem v r. 1943. Toto uspořádání (obr. 31) nepatří vlastně k automatizovaným měřením, protože se měřený rozsah přeladuje ručně. Automatizováno je znázornění přenosové funkce v pravouhlých souřadnicích, včetně logaritmického kmitočtového měřítka. Amplitudové měřítko je lineární, tónový generátor musí být přeladitelný v celém rozsahu spojitě.

Protože do nedávné doby nebylo možno takový kmitočtový rozsah zvládnout přímo, užívalo se směšovacího principu, dosud běžného na vyšších kmitočtových pásmech (obr. 32). Generátor má dva oscilátory. Jeden stabilní, o kmitočtu f_{ref} např. 1 MHz, druhý přeladitelný, např. v rozsahu 1 MHz až 1,1 MHz. Směšováním a odfiltrováním vyšších harmonických a nežádoucích směšovacích produktů je možno získat kmitočtové pásmo 0 až 100 kHz, spojitě přeladitelné.

Takovým signálem je, přes attenuátor, napájen měřený čtyřpól. Stejným signálem, ale o velké a konstantní amplitudě, je po průchodu kmitočtově závislým čtyřpólem vyššího řádu, detekci a integraci zajišťován vychylovací signál pro osciloskop. Obvod, detailně znázorněný na obr. 31b je navržen tak, aby v libovolné poloze ladícího knoflíku odpovídalo výstupní detekované napětí logaritmu poměru f_s/f_{min} .

Pozn.: Ve skutečnosti bylo užito znázornění se zhuštěnými okrajovými dekadami. Tomu odpovídá



Obr. 33. Přenosové charakteristiky jednoduchého obvodu při několika polohách ladícího kondenzátoru

i zapojení, v němž je požadovaná přenosová charakteristika aproximována čtyřmi časovými konstantami τ_1 až τ_4 v poměru 300 : 120 : 18 : 3. Volbou odporů v poměru 30 : 12 : 6 : 3 a kondenzátorů s poměrem kapacit 30 : 10 : 3 : 1 je upraven kmitočtový rozsah a přenosová logaritmická funkce.

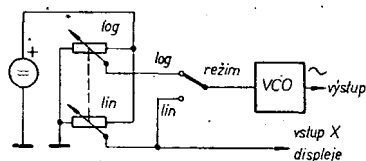
Detekce měřeného signálu (v původní verzi ještě s vakuovou diodou) je zřejmá z obr. 31c. Na obr. 33 jsou pro zajímavost fotograficky sejmuté přenosové charakteristiky jednoduchého obvodu při různých kapacitách C . Všechny průběhy, včetně jednotlivých čar rastru, byly fotografovány postupně se stínítkou osciloskopu s dlouhým dosvitem (> 3 s).

Značným problémem je (v amatérských podmínkách) zajistit vhodný displej. Možné je např. použít obrazovku s dlouhým dosvitem. Jiným řešením je konstrukce zapisovače s využitím servosmyčky – princip je dobře znám z techniky radiem řízených modelů. Předchozí řešení, při zajištění přesné kalibrace, však představuje oproti diskrétním měřicím metodám značný přínos i při použití běžného ss osciloskopu. V takovém případě jsou obě měření přenosové souřadnice (A , f) definovány světelným bodem. Ruční přeladování je vyváženo výrazně menšími náklady na konstrukci.

V souvislosti s takovou improvizací bych chtěl upozornit na možnost užití VCO, jehož přeladění v rozsahu tří dekad nečiní zásadní potíže. Součinnosti mezi kmitočtem VCO a časovou základnou lze pak snadno dosáhnout mechanickým spážením dvou potenciometrů, lineárního a logaritmického (nebo exponenciálního). Nejvhodnější je tandemové uspořádání. Odpověď dráhy mají kromě okrajových poloh dostatečně shodu s teoretickým průběhem. Měřil jsem např. logaritmický potenciometr TP 383, 25 k Ω – v rozsahu 10 až 95 % celkového úhlu natočení hřídele sledovalo výstupní napětí z děliče v závislosti na úhlu exponenciální průběh v rozsahu dvou napěťových dekad. Odchylka od teoretického průběhu

$$U_{\text{výst}} [\%] = \frac{U_N}{100} 10^{\frac{\alpha - \alpha_{\min}}{2\alpha_{\min}}} \quad (6)$$

byla menší než 3 %. Příklad řešení je zřejmý z obr. 34. Výhodou je také jednoduché přepínání přelado-

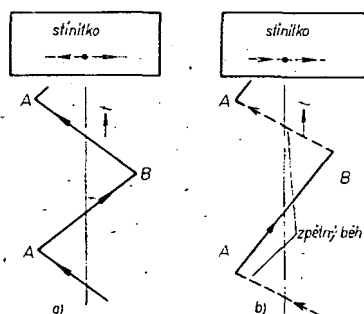


Obr. 34. Využití tandemové kombinace potenciometru s lineárním a potenciometru s logaritmickým průběhem odporové dráhy (přenos log. potenciometru je exponenciální funkcí úhlu natočení běžce)

vaného pásma změnou strmosti VCO. Tak mohou být voleny rozsahy 1 až 100 Hz, 10 až 1000 Hz a 100 až 10 kHz, vždy s užitím jednotného rastru. Vyrábějí se i potenciometry, jimiž lze obsáhnout rozsah 60 dB.

Konstrukce nf rozmitáče s automatickým rozmitáním je samozřejmě obtížnější. Většina řešení, s nimiž jsem se v zahraniční literatuře setkal, se problémům s logaritmic-
kou kmitočtovou stupnicí vyhýbá, rozmitáče jsou organizovány v lineárním režimu. Při automatickém rozmitání je nutno věnovat pozornost zajištění správné činnosti rozmitáče vzhledem ke zpětnému běhu. Dvě základní možnosti – užití symetrického a nesymetrického průběhu regulačního „ply“ pro VCO jsou na obr. 35. U symetrického signálu je vyloučen zpětný běh v pravém slova smyslu, aktivní interval rozmitání i zobrazení je spojený. Paprsek probíhá po stínítku stejnou rychlostí zleva doprava (interval AB) i zprava doleva (interval BA), viz obr. 35a. Při nesymetrickém průběhu regulačního a rozkladového signálu, obr. 35b, je aktivní pouze interval AB. Potom v okamžiku zpětného běhu, který je mnohem kratší než t_{ak} , dochází nejen ke zkreslení signálu VCO, který nestačí sledovat U_{reg} , ale také k přechodovým jevům u měřené obvodu. Zde se nabízejí zvláště dvě možnosti řešení:

- potlačit výstup VCO po dobu zpětného běhu,
- definovat nulovou úroveň v tomto intervalu.

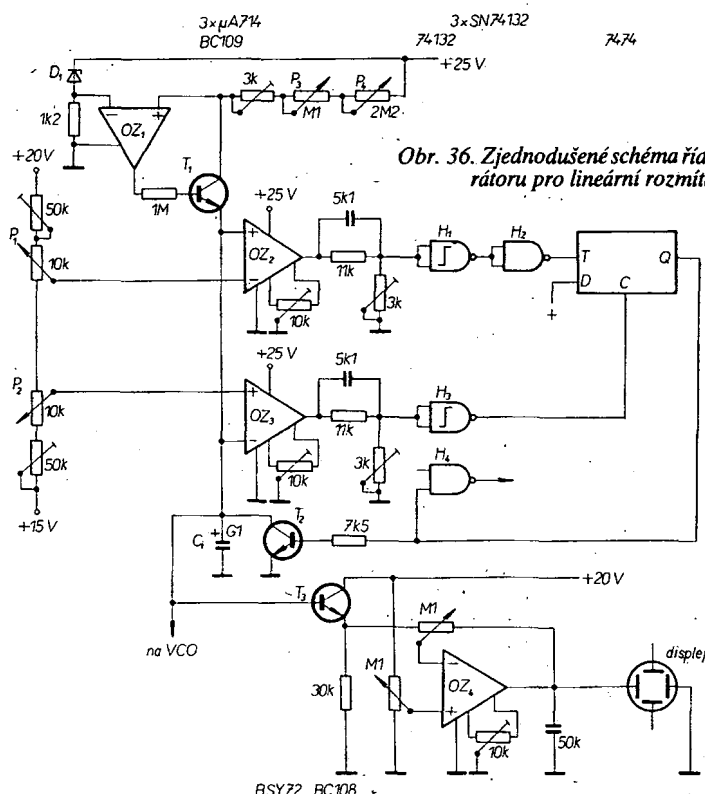


Obr. 35. Poměry při použití symetrického (a) a nesymetrického (b) časového průběhu buzení VCO

Nf rozmitače s lineárním rozmitáním a zobrazením jsou užitečné především k měření úzkopásmových filtrů. Pro zajímavost je na obr. 36 zapojení generátoru nesymetrického signálu pilovitého průběhu, užité v [III-2] k ovládání VCO (obvod 8038CC) a horizontálního rozkladu osciloskopu. Umožňuje tvorbu „pily“ v nastavitelných napěťových mezích. Integrovaný kondenzátor C_1 se nabíjí z regulovatelného zdroje proudu (OZ_1). Napětí na kondenzátoru se lineárně zvětšuje do zvolené prahové úrovně komparátoru (OZ_2), který po vyrovnaní překlápí obvod D (7474) do stavu $Q = \log. 1$. Tím se otevře T_2 , napětí na integračním kondenzátoru se rychle zmenšuje na spodní prahovou úroveň druhého napěťového komparátoru (OZ_3). Obě mezní napěťové úrovně se nastavují potenciometry P_1, P_2 . Po vyrovnaní druhého komparátoru nulovací vstup 7474 překlápí obvod D do původní polohy $Q = \log. 0$, tím se zavře tranzistor T_2 a cyklus se periodicky opakuje. Rychlost rozmitání je upravená hrubě a jemně potenciometry P_3, P_4 . Zdroj konstantního proudu zajišťuje lineární průběh „pily“ v aktivním intervalu. Signál korigující přenos a zobrazení v okamžiku zpětného běhu je možno odvodit od výstupu klopného obvodu, viz hradlo H_1 .

V uvedeném příkladu, stejně jako v jiných konstrukcích nenacházíme logaritmické kmitočtové měřičky, chybí i obvody zpracování měřeného signálu, vyhodnocení úrovně v dB, definice nulové úrovně, úpravy intervalu zpětného běhu atd. Výjimku tvoří zapojení na obr. 37, jehož autor se pokusil řešit i rozmítací jeho dostupnými prostředky. Popíšeme nejprve blokové schéma, obr. 37a.

• Ustředním obvodem generátoru pilotového signálu pro časovou základnu je integrátor I_1 . Časový průběh signálu má tvar symetrického trojúhelníku, se shodnou strmostí vzestupné a sestupné hrany. Následujícím obvodem je delogaritmičský převodník analogového typu, s nelineární statickou převodní charakteristikou. Z výstupu převodníku se odebírá regulace napětí pro VCO. Sinusové výstupní napětí VCO je po úrovňovém a impedančním přizpůsobení v obvodu výkonného zesilovače přiváděno na měřény objekt. Od paralelního „pravoúhlého“ výstupu



VCO je číslicově ovládáno ovládacím integračtorem. Tak jsou ovládány obě kmitočtové meze rozmitaného rozsahu. Nf signál je po průchodu měřeným čtyřpólem snímán vstupním zesilovačem ($R_{in} = 100 \text{ k}\Omega$). Po úpravě v obvodu absolutní hodnoty je detekovaný signál filtrován integračtorem I₂. Tak je získána obálka měřeného signálu v lineárním měřítku. Pro vyjádření úrovně v dB je dále signál zaváděn na analogový logaritmický převodník. Na vstup Y osciloskopu lze přivádět vždy jeden z těchto signálů a tak upravovat způsob grafického znázornění (lin, log).

Detailní schéma je na obr. 37b. OZ₁ tvoří elektronický přepínač. Vede-li tranzistor T₁, pracuje obvod jako invertující zesilovač ($A = -1$), nevede-li, pracuje obvod jako diferenční zesilovač s jednotkovým zesílením ($A = +1$). Výstupem OZ₁ je ovládaný integračtor OZ₂ s časovou konstantou 330 k Ω , 220 μ F. Potenciometrem P₁ se nastavuje doba rozmitacího cyklu ($\approx 3,7 \text{ s}$). Výstupní napětí integračtoru je v rozsahu 0 až -1,2 V. Diody D₁ omezuje případné kladné špičky (max. +0,7). Neinvertující zesilovač s OZ₃ má zesílení přibližně 3,3. Potenciometrem P₃ se koriguje nulová složka, závislá na šířce

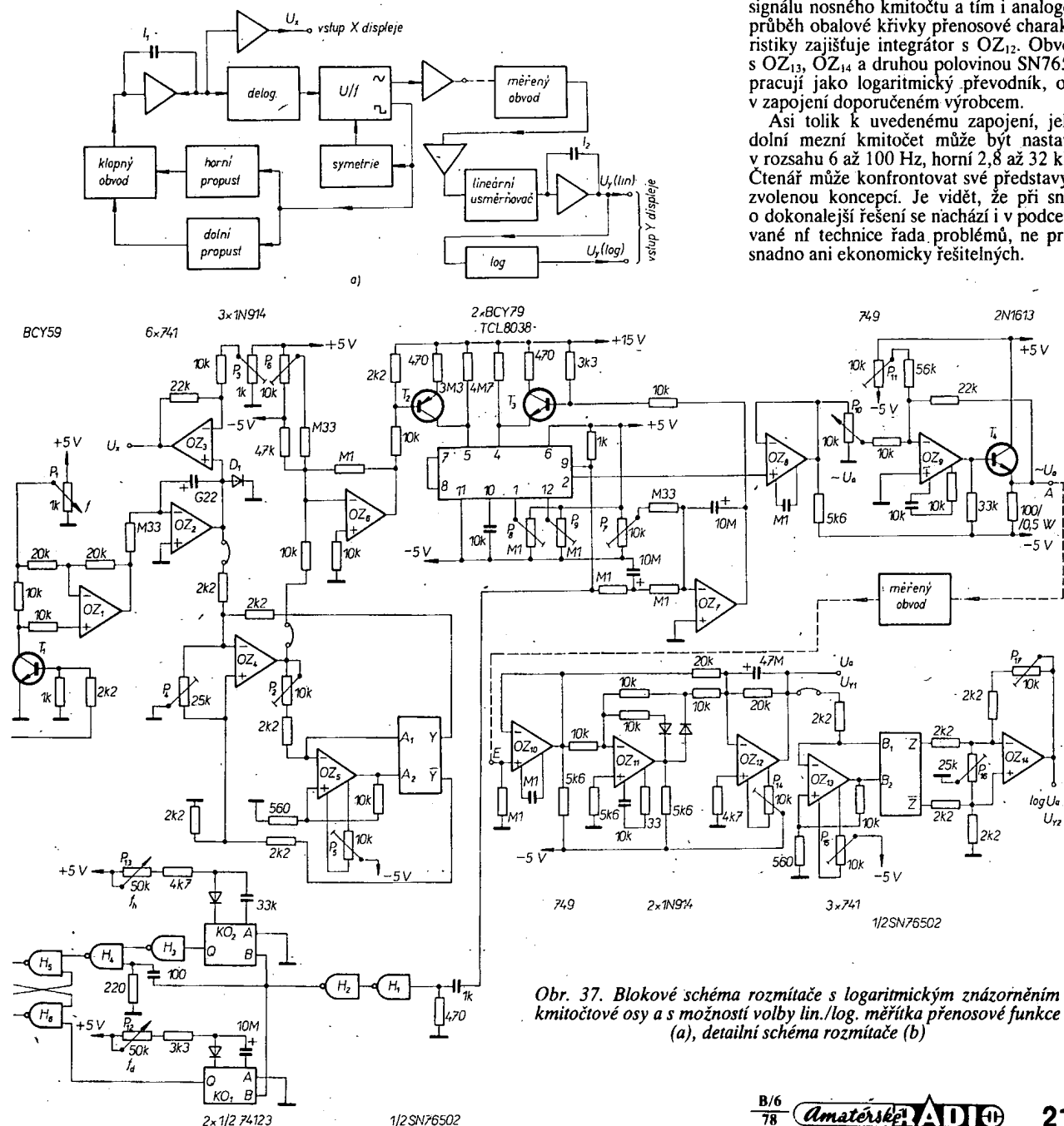
rozmitacího rozsahu. Výstupní napětí OZ₃ je signálem časové základny osciloskopu (vstup X). Ovládací signál se delogarithmuje obvodem OZ₄, OZ₅ a 1/2 SN76502, což je speciální, teplotně kompenzovaný logaritmický člen fy Texas Instruments. Celé zapojení je převzato z informačního bulletinu této firmy. Výstup delogarithmického obvodu je připojen k regulačnímu zesilovači OZ₆ a na VCO z monolitického funkčního generátoru JCL8038 a dvou řízených zdrojů proudu s tranzistory T₂ a T₃. Kmitočtové přeladování zabezpečuje první zdroj proudu (T₂), řízený výstupem OZ₆. Tim se ovšem také mění klíčovací poměr signálu VCO, což je nepřijatelné vzhledem k požadované symetrii harmonického signálu. Ta je udržována druhým, kompenzačním zdrojem proudu (T₃). Je užito zpětnovazební regulační smyčky, reagující na pravoúhlý výstupní signál JCL8038 (vývod 9): Změna středy tohoto impulsního signálu má po průchodu integračtorem (OZ₇) za následek posuv stejnosměrné složky kompenzačního napětí od jmenovité velikosti. Symetrie se proto průběžně kompenzuje druhým zdrojem proudu s časovou konstantou regulační smyčky. Sinusové vý-

stupní napětí JCL8038 (vývod 2) o efektivní úrovni asi 0,7 V je vedeno na impedanční převodník OZ₈ a dále na koncový zesilovač (OZ₉ a T₄). Potenciometrem P₁₁ se upravuje offset výstupního signálu, potenciometrem P₁₀ jeho efektivní úroveň v rozsahu 0 až 1,5 V.

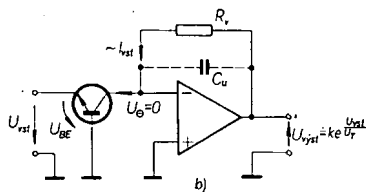
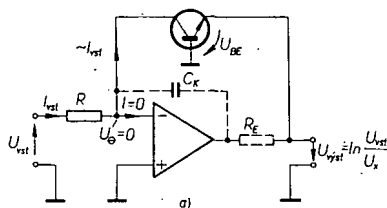
Impulsní výstup VCO je užít také k ovládní délky rozmitacího cyklu a tím i k nastavení mezních kmitočtů rozmitaného pásma. Zderivované odezvy kladné hrany jsou tvarovány hradly H₁, H₂ a ovládají dva monostabilní klopné obvody. KO₁ pracuje jako jednoduchá digitální dolní propust, zatímco KO₂ a hradla H₃, H₄ jako propust horní. Podle polohy vyřazovacího obvodu R-S s hradly H₅, H₆ je přepínán elektronický přepínač s OZ₁ a tak řízen integračtor. Potenciometrem P₁₃ je upravován horní, potenciometrem P₁₂ spodní mezní kmitočet rozsahu.

Signál se z měřeného obvodu snímá sledovačem OZ₁₀. Obvod OZ₁₁ slouží jako lineární dvoucestný usměrňovač (obvod absolutní hodnoty). Zapojení je výhodné nejen pro svoji linearitu, ale protože pracuje současně jako zdvojeňovač opakovacího kmitočtu, zlepšuje i vyhlazení tepavé složky signálu v okolí f_{min} (řádu jednotek Hz). Toto vyhlazení signálu nosného kmitočtu a tím i analogový průběh obalové křivky přenosové charakteristiky zajišťuje integračtor s OZ₁₂. Obvody s OZ₁₃, OZ₁₄ a druhou polovinou SN76502 pracují jako logaritmický převodník, opět v zapojení doporučeném výrobcem.

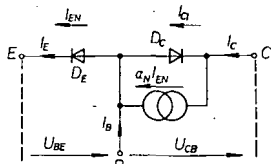
Asi tolik k uvedenému zapojení, jehož dolní mezní kmitočet může být nastaven v rozsahu 6 až 100 Hz, horní 2,8 až 32 kHz. Čtenář může konfrontovat své představy se zvolenou koncepcí. Je vidět, že při snaze o dokonalejší řešení se nachází i v podceňované nf technice řada problémů, ne právě snadno ani ekonomicky řešitelných.



Obr. 37. Blokové schéma rozmitače s logaritmickým znázorněním kmitočtové osy a s možností volby lin./log. měřítka přenosové funkce (a), detailní schéma rozmitače (b)



Obr. 38. Princip logaritmické (a) a delogaritmické (b) konverze, založený na využití převodní charakteristiky tranzistoru



Obr. 39. Idealizovaný statický model tranzistorové vnitřní struktury

Logaritmické převodníky

Spojité nelineární konverze se nejčastěji dosahuje operačními zesilovači s nelineární zpětnovazební smyčkou. Nelinearita je do obvodu zaváděna převodní charakteristikou vhodného konstrukčního prvku. Obr. 38a, b ukazují princip logaritmické a delogaritmické konverze, využívající převodní charakteristiky tranzistorové struktury.

Obr. 39 znázorňuje tranzistorový model, odvozený z Ebberts-Mollova náhradního schématu pro běžný aktivní režim (zanedbán vliv sériových odporů). Schéma platí pro tranzistor typu n-p-n. Nelineární vztah proudů a napětí je vyjádřen ideálními diodami, funkce báze závislým generátorem proudů. Schéma lze popsat rovnicemi

$$I_E = I_{EN} \quad (7),$$

$$I_C = I_{CI} + \alpha_N I_{EN} \quad (8).$$

Proudy ideálních tranzistorových přechodů, převedené pomocí Shockleyho vztahu do exponenciálního tvaru

$$I_{EN} = I_{EDS} \left(e^{\frac{U_{BE}}{U_T}} - 1 \right) \quad (9),$$

$$I_{CI} = I_{CDS} \left(e^{\frac{U_{CB}}{U_T}} - 1 \right) \quad (10).$$

Dosazením (9), (10) do (7), (8) můžeme vyjádřit proudy

$$I_E = I_{EDS} \left(e^{\frac{U_{BE}}{U_T}} - 1 \right) \quad (11),$$

$$I_C = \alpha_N I_{EDS} \left(e^{\frac{U_{BE}}{U_T}} - 1 \right) + I_{CDS} \left(e^{\frac{U_{CB}}{U_T}} - 1 \right) \quad (12).$$

Při činnosti tranzistoru ve zpětnovazební smyčce invertujícího zesilovače, obr. 38, kdy má příslušný vstup vždy virtuální nulový potenciál, je napětí U_{CB} rovno nule. Proto můžeme druhý člen rovnice (12) považovat za nulový a psát pro svorkové proudy

$$I_E = I_{EDS} e^{\frac{U_{BE}}{U_T}} \quad (13),$$

$$I_C = \alpha_N I_{EDS} e^{\frac{U_{BE}}{U_T}} \quad (14).$$

Pro určení proudů I_E , I_C má hlavní význam inverzní saturační proud I_{EDS} . Platí-li $\alpha_N \approx 1$, je $I_E \approx I_C$.

Převodní charakteristiku tranzistoru můžeme za těchto podmínek vyjádřit

$$U_{BE} = \frac{m k T}{q} \ln \frac{I_C}{I_{EDS}} \quad (15),$$

kde m je technologická konstanta,
 k Boltzmannova konstanta ($1,38 \cdot 10^{-23} \text{ J/}^\circ\text{K}$),
 T absolutní teplota [$^\circ\text{K}$],
 q náboj elektronu ($1,6 \cdot 10^{-19} \text{ C}$).

Na obr. 38. si můžeme povšimnout, že U_{BE} je totožné s U_{vst} logaritmického převodníku. Platnost konverze narušují především dva činitele. Za prvé, zbytkový saturační proud I_{EDS} v (15) je výrazně a nelineárně teplotně závislý. Zvětšuje se na dvojnásobek původní velikosti při teplotním přírůstku 10°C . Tato závislost musí být kompenzována. A za druhé, v čitateli vztahu (15) ještě jednou vystupuje teplota, ovlivňující prahové napětí

$$U_T = \frac{kT}{q}. \text{ Jeho závislost je lineární (přírůstek } 0,36 \text{ }^\circ\text{C}^{-1}).$$

Tento činitel často kompenzován nebývá. Pokud ano, slouží obvykle kompenzační obvod současně k převodu, k vyjádření výstupního signálu v dekadickém logaritmickém měřítku.

Ideální logaritmický člen má splňovat rovnici

$$U_{vst} = U_K \log \frac{U_{st}}{U_0} \quad (16),$$

kde U_0 je zvolená prahová úroveň pro $U_{vst} = 0$, U_K je konstanta logaritmování, definující změnu U_{vst} (např. 0,01 V, 1 V) při změně vstupního napětí o jeden řád (napětíovou dekádu). Porovnáme-li (15) s (16), můžeme na základě převodu přirozených a dekadických logaritmů psát

$$U_{vst} = \frac{U_T}{\log e} \log \frac{I_C}{I_{EDS}} \quad (17).$$

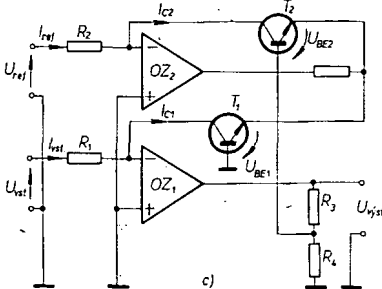
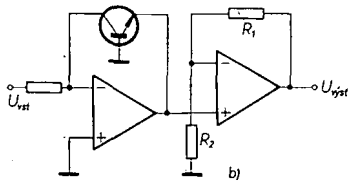
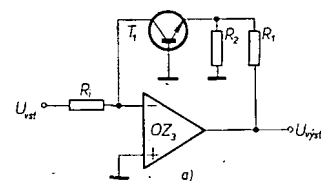
Konstantu U_K je možno do obvodu zavést např. podle obr. 40. V prvním případě

$$U_{vst} = n U_{BE} = \frac{R_1 + R_2}{R_2} \frac{U_T}{\log e} \log \frac{I_C}{I_{EDS}} \quad (18)$$

je užito napětového děliče ve zpětnovazební smyčce. OZ musí hradit úbytek reálného zisku. Vnitřní odpor děliče $R_1 \parallel R_2$ musí být malý (napětíové buzení tranzistoru). Proto se často užívá druhého způsobu, se samostatným zesilovačem. Kompenzaci vlivu teploty na U_T lze v obou případech řešit teplotně závislým dělicím poměrem. Rozhodující je však kompenzace teplotní závislosti I_{EDS} .

Obojí lze dosáhnout především v integrované formě, s dokonalou tepelnou vazbou, souběhem proudů a možností použít ke kompenzaci teplotní závislosti odporů difúzních vrstev. Diskrétní řešení, jaké si ukážeme na příkladu rozdílového převodníku, jsou pouze více méně přiblížením k tomuto stavu.

Převodní charakteristiky křemíkových tranzistorů (s malým I_{EDS}) sledují exaktní logaritmickou (či exponenciální) funkci v rozsahu až deseti řádů. K omezení dochází na spodním konci rozsahu, kdy se v (11) zmenšuje U_{BE} pod 100 mV a nelze již zanedbat rozdíl (-1) . Uplatňují se i svody, v zapojení převodníku pak ofset a vstupní proud OZ. Proto se u citlivých zapojení užívají OZ se vstupními tranzistory řízenými polem. Při



Obr. 40. a, b) Způsoby zavedení konstanty logaritmování a c) rozdílový převodník

$U_{CB} \neq 0$ se uplatňuje také druhý člen v (12), který jsme při rozboru zanedbali. Chyba na horním konci rozsahu je působena především úbytky na vnitřním odporu polovodiče (sériové náhradní odpory).

Na obr. 40 si ukážeme jednu z možností teplotní kompenzace převodníku, který se skládá ze dvou logaritmických zesilovačů. Má dva vstupy – měřicí a referenční. Výstupní napětí je úměrné rozdílu logaritmů měřícího a referenčního signálu.

Vstupní proudy

$$I_{ref} = \frac{U_{ref}}{R_2} = \text{konst.}, \quad I_{st} = \frac{U_{st}}{R_1} \quad (19).$$

Tranzistory T_1 a T_2 se užívají jako dvojice v jednom pouzdře. Vzhledem k tepelné vazbě je možno považovat poměr proudů

$$\frac{I_{C2}}{I_{C1}} = e^{\frac{U_{BE2}}{U_T} - \frac{U_{BE1}}{U_T}} = e^{\frac{\Delta U_{BE}}{U_T}} \quad (20)$$

za teplotně nezávislý vzhledem k I_{EDS} . Zůstává zachován vliv teploty prostřednictvím U_T .

Výstupní napětí převodníku

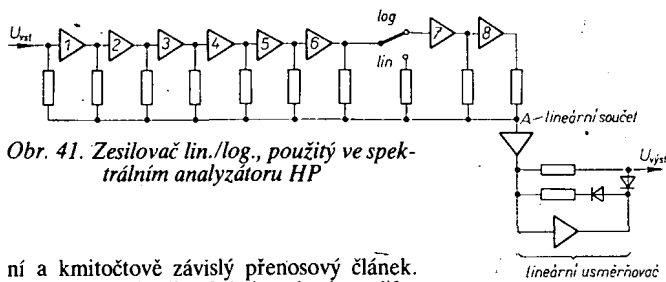
$$U_{vst} = K \Delta U_{BE} = \left(1 + \frac{R_3}{R_4} \right) U_T [\ln I_{C2} - \ln I_{C1}] = \left(1 + \frac{R_3}{R_4} \right) U_T \ln \frac{I_{ref} R_1}{U_{vst} R_2} \quad (21).$$

Aby konverze odpovídala dekadickým logaritmům, viz (18), musí například při požadavku $U_K = 1 \text{ V/dek.}$ platit

$$\left(1 + \frac{R_3}{R_4} \right) = \frac{\log e}{U_T} = \frac{q \log e}{m k T} = \frac{5,035 \cdot 10^3}{m T} \quad (22)$$

Pro idealizovaný tranzistor ($m = 1$) a teplotu 0°C (273°K) je $(1 + R_3/R_4) = 18,4$. Vliv teploty na zisk převodníku se kompenzuje teplotně závislým dělicím, jehož přenos lze odvodit z předchozí rovnice.

Logaritmické převodníky uvedeného typu mají ještě jeden nedostatek. Je jím nelineární závislost odezvy na amplitudě vstupního signálu. S tím souvisí i problém kmitočtové stability v plném rozsahu vstupních signálů. Nejčastější způsob kompenzace je na obr. 38 čárkovaně. Na tranzistor ve zpětnovazební smyčce můžeme pohledět jako na nelineár-



Obr. 41. Zesilovač lin./log., použitý ve spektrálním analyzátoru HP

ní a kmitočtově závislý přenosový článek. Dominantními náhradními prvky jsou diferenciální odpor r_e a kapacita kolektoru C_c . To spolu s charakterem přenosu OZ, který je vyššího řádu, znamená, že by zpětnovazební nekompenzovaný obvod nutně zaváděl sumovou a kmitočtovou nestabilitu. Odpojem R_E se především zmenšuje napětové zesílení tranzistoru. Integračním účinkem kapacity C_k je zajišťována kmitočtová stabilita a zlepšován odstup signálu vůči šumu (C_k je zapojen mezi vstup a výstup OZ). Časová konstanta v kompenzované smyčce

$$\tau_{vaz} = (R_E + r_e) \frac{C_k}{\alpha}, \text{ kde } \alpha \text{ je zesilovací}$$

činitel tranzistoru. Diferenciální odpor r_e je funkcí emitorového proudu

$$r_e = U_T / I_E \approx 25 \text{ mV} / I_E \quad (23).$$

Protože r_e se v rozsahu vstupních signálů mění o několik řádů, je odezva kompenzovaného převodníku závislá na velikosti vstupního signálu. Ve spodní části rozsahu je mnohem pomalejší, než v horní. Rozhodujícím kritériem je proto odezva přes celý rozsah. Konstanta τ_{vaz} se v praxi volí v rozsahu 10 až 100 ms. Odpovídající reakční rychlost obvykle není v nř rozsahu omezujícím činitelem. Jinak je tomu v případech, kdy je požadován široký kmitočtový a dynamický rozsah. Pak se užívá jiných principů. Ukažme si dva příklady.

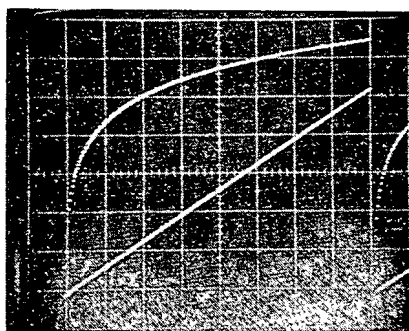
Vtipné řešení je užito u spektrálního analyzátoru HP 8552 A, blokové schéma obr. 41. Širokopásmový zesilovač, který může pracovat v lineárním i logaritmickém režimu, užívá k logaritmické konverzi postupného limitování v kaskádě zesilovačů se ziskem jednoho stupně 9 dB (tj. zesílením 2,82). Výstup S každého stupně je limitován na asi 3 V a lineárně (proudově) slučován s ostatními. Vyjdeme od prahové úrovně vstupního signálu. Výstupní signál posledního stupně S_8 se vstupním signálem roste až do stavu, kdy je limitován. Tehdy je vstupní napětová úroveň o 9 dB větší, než prahová. Výstup součtového obvodu (bod A) má v tomto případě úroveň $K \times 3 \text{ V}$ od výstupu S_8 plus úroveň, úměrnou počtu ostatních výstupních úrovní, tedy především S_7 . Proto $U_{vst} \approx K(3 + S_7)$. Váhy všech stupňů jsou shodné ($S_1 = S_2 = \dots = S_8$). S přírůstkem vstupního signálu o další 9 dB je $U_{vst} \approx K(6 + S_6)$ atd. Proto je možno v úrovních, příslušných přechodu jednotlivých stupňů do saturace, popsat činnost obvodu jako

$$U_{vst} = K \left(\frac{3 \left(20 \log \frac{U_{vst}}{U_{ref}} \right)}{9 \text{ dB}} + S \right) \quad (24),$$

kde U_{ref} a K jsou konstanty. Odchylka od linearit je prakticky zanedbatelná ($\pm 0,3 \text{ dB}$ přes celý dynamický rozsah 70 dB).

Převodu do lineárního režimu se dosahuje úpravou velikosti vstupního signálu a užitím pouze šestistupňové kaskády. Znovu se užívá váhové sítě, ale tak, že výstupní signál žádného, ani posledního stupně nesmí dosáhnout maximální (limitující) napětové úrovně. Tak je také dosahováno stejného poměru s/s v lin. i log. módu. Celý obvod je realizován hybridní technologií.

Obr. 42. Jednoduchý příklad digitální logaritmické konverze [III-6]



Obr. 43. Lineární a logaritmická odezva zapojení z obr. 42 (výstup z konvertoru D/A)

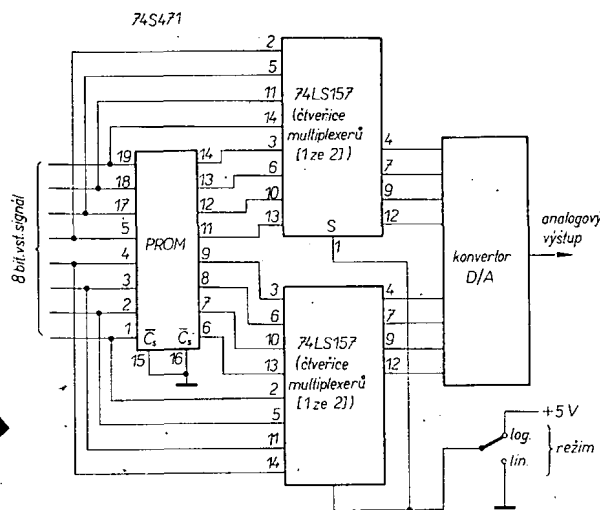
Stále častěji se řeší problém stability zisku, vztažné úrovně a dynamické odezvy digitální cestou. Ukažme si nejjednodušší příklad, obr. 42. Analogový signál, převedený konvertorem A/D na obsah n -bitového slova (zde 8bitového) se zavádí jednak na programovatelnou paměť (PROM), jednak na dvojici 4bitových multiplexerů 74LS157. Do multiplexerů je současně veden i výstup paměti 74S471. Výběr mezi těmito dvěma signály je ovládán vstupem S (select - vývod 1). Je-li $S = \text{log}$, přenáší se na výstupy multiplexerů přímo vstupní slovo, výstup PROM je blokovan. Při $S = \text{log}$, 1 je tomu opačně. V obou případech však vstupní signál adresu je paměť. Proto při $S = \text{log}$, 1 je na výstupech multiplexerů přítomen obsah paměti, adresovaný výstupem konvertoru A/D. Výstupní byte, opět o rozsahu 8 bitů, je zpětně konvertován do analogového tvaru v obvodu konvertoru D/A. Tento signál může být přiveden na vstup Y osciloskopu. Pro logaritmickou konverzi je třeba vhodně naprogramovat PROM. Bitový obsah vstupního signálu omezuje minimální diferencii

$$k [\text{dB}] = \frac{(20 \log 2)n}{2^n - 1} = \frac{6,02n}{2^n - 1} \quad (25)$$

Výstupní signál

$$y = (20 \log m)/k = \frac{(20 \log m)(2^n - 1)}{6,02n} \quad (26),$$

kde y je výstupní kód [dB], m je lineární vstupní kód, obojí v dekadickém vyjádření.



Pro 8bitový signál

$$y = \frac{255 [20 \log (\text{kód vstupní adresy})]}{48,1} \quad (27).$$

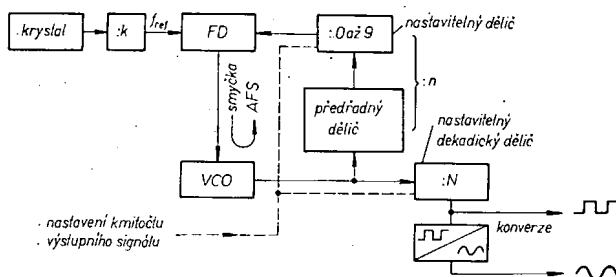
Při výpočtu dílčích y_{adr} , ukládaných do paměti, je nutno volit vždy nejbližší celé číslo. Zaváděná chyba je menší jak 0,1 dB. Pro nedefinovatelnou nulovou vstupní amplitudu (nelze vyjádřit v dB) je možno přiřadit nulový obsah výstupního kódu. Na obr. 43 je znázorněna lineární i logaritmická odezva na vstupní signál pilovitěho tvaru.

Ve skutečnosti bylo užito 8bitového čítače, generujícího vstupní „pilu“ přímo v digitální formě. Osmého bitu bylo užito k synchronizaci časové základny osciloskopu.

Digitální nř rozmitáč

Ke generování signálu stabilního kmitočtu se stále častěji využívá digitálních metod kmitočtové syntézy. Kmitočet se pak musí měnit nespojitě, při ručním ovládání např. nastavením několikamístného dekadického voliče. Řada profesionálních zařízení, jako nř syntezátor SSN fy Rohde + Schwarz, je vybavena programovacím busem. V nejjednodušší formě je to několikamístná sběrnice logických signálů, umožňující např. dálkově nastavovat kmitočet, výstupní úroveň a dobu trvání signálů nebo jejich sekvence.

Má-li být nř syntezátor použit jako zdroj rozmitaného signálu, je nutno řešit především dva problémy. Prvním je vlastní přeladování ve zvoleném rozsahu, druhým konverze výstupního pravouhlého signálu na sinusový. Všimněme si nejprve klasického principu kmitočtové syntézy, obr. 44. Přesnost a stabilita signálu jsou odvozeny od stabilního kmitočtového normálu. Vlastním zdrojem signálu syntezátoru je VCO, pracující ve zpětnovazební smyčce AFS. Proto je v ustáleném režimu stabilita VCO srovnatelná se stabilitou referenčního signálu. Zařadíme-li do zpětnovazební smyčky AFS programovatelný kmitočtový dělič $1:n$, je kmitočet VCO vždy n krát vyšší, než reference fázového detektoru. Kmitočtová odchylka VCO je přes fázový detektor a programovací dělič korigována do minima, takže platí



Obr. 44. Princip digitální kmitočtové syntézy

$f_{VCO} = n f_{ref}$. Aktivní i pasivní rozsah AFS je vzhledem k šumovým úrovním a vnějším i vnitřním nestabilitám omezený. Proto a vzhledem ke zjednodušenému nastavování se přeladování programovacím děličem užívá v rozsahu jedné kmitočtové dekadý. Zisk FD a konverzní charakteristika VCO musí být v tomto rozsahu přibližně lineární. Výstup VCO pak odpovídá, v závislosti na nastavení programovacího děliče ve smyčce, nejvyšší možné kmitočtové dekádě syntezátoru. Kmitočtový rozsah (směrem dolů) lze rozšířit zařazením dalšího kmitočtového děliče na výstup VCO. Výhodný je opět dekadický dělič, protože pak je usnadněno nastavení. Kmitočet výstupního signálu

$$f_{výst} = f_{ref} \frac{n}{N} \quad (28),$$

kde n je několikamístné celé číslo, vyjadřující dělicí poměr kombinace předřadného a nastavitelného (v rozsahu 1 : 10) děliče AFS. $N = 10^x$, kde x je opět celé kladné číslo. Z principu tedy vyplývá konstantní minimální poměrný krok výstupního signálu syntezátoru. $f_0/f_n = k$ ve všech kmitočtových dekádách. Náhradou programovacího voliče programovacím busem (sběrnici) je možné dosáhnout již zmíněného elektronického přeladování syntezátoru. Pro rozsah větší než jedna dekáda musí být samozřejmě ovládány oba děliče (n , N). Každé překročení kmitočtové dekády musí být vyhodnoceno logikou, upravující spolupráci obou děličů. Již zmíněný syntezátor SSN je touto logikou vybaven. Zbývá zajistit vhodný ovládací signál, který umožní použít syntezátor jako rozmitač. Tímto problémem se zabýval T. Frühauf v [III-7]. Ovládáním programovacího děliče jsou do smyčky AFS zaváděny dynamické odchylky, způsobující nespojitosti a časové difference. Kmitočtový krok digitálního rozmitače musí být velmi malý, aby se výstupní signál blížil spojitému kmitočtovému průběhu.

Autor v původním prameni vychází z užití čítače s výstupem v kódu BCD, v němž každá dekáda definuje číslo 0 až 9. Tak např. při třech dekádách získáme rozsah 0 až 999. Negací výstupu čítače invertory s otevřenými

syntezátoru (signál pravouhlého průběhu). Uspořádání vyplývá z obr. 46. Rozmitací cyklus je startován v čase t_0 , v němž musí platit $t_0 \neq 0$. Programovací jednotka zajišťuje konstantní kmitočtový přírůstek (zdvih) pro každý krok čítače $[K = +\Delta f]$. Dobu, potřebnou k proběhnutí cyklu, lze popsat radou

$$T = \frac{1}{f_0 + K} + \frac{1}{f_0 + 2K} + \dots + \frac{1}{f_0 + nK} \quad (29),$$

kteřá je zřejmě divergentní. Při velmi malém kmitočtovém kroku lze cyklus popsat rovnici

$$T = \frac{1}{K} \ln \frac{f_n}{f_0} \quad (30),$$

z níž je patrna logaritmická závislost časového průběhu rozmitacího cyklu na poměru mezních kmitočtů rozsahu.

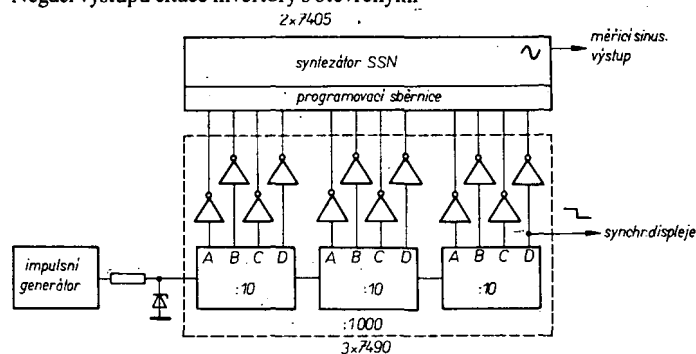
V lin. a log. režimu je třeba zajistit analogový signál pro horizontální vstup displeje – je-li vybaven vlastní časovou základnou, může být použit k synchronizaci posled-

ní bit čítače. Vlastní analogový signál lze odvodit konverzí D/A stavu čítače. V lin. režimu tak získáme lineární pilovitý průběh. Napětí U_x v log. režimu je opět proporcionální okamžitému stavu čítače, vzhledem k času se tedy zvětšuje exponenciálně. Napětí U_x musí být proto logaritmováno.

Všimněme si ještě konverze pravouhlého průběhu signálu na sinusový, což je při tvorbě rozmitaného signálu digitální syntézou podstatný problém. Vzhledem k současným možnostem jsou zajímavá zvláště dvě základní řešení:

a) užití dolních propustí nebo selektivních filtrů, laděných v souběhu s kmitočtem generovaného signálu a propouštějících pouze základní harmonickou složku;
b) postupná konverze pravouhlého průběhu na symetrický trojúhelník (řízený integrátor, konvertor D/A) a dále na sinusový signál nelineárním přenosovým členem (FET, diferenciální zesilovač, odporové diodová či tranzistorová síť ...).

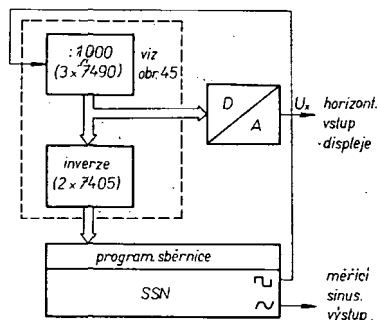
Oba způsoby bývají do značné míry kombinovány. Existují i jiné metody, užívané



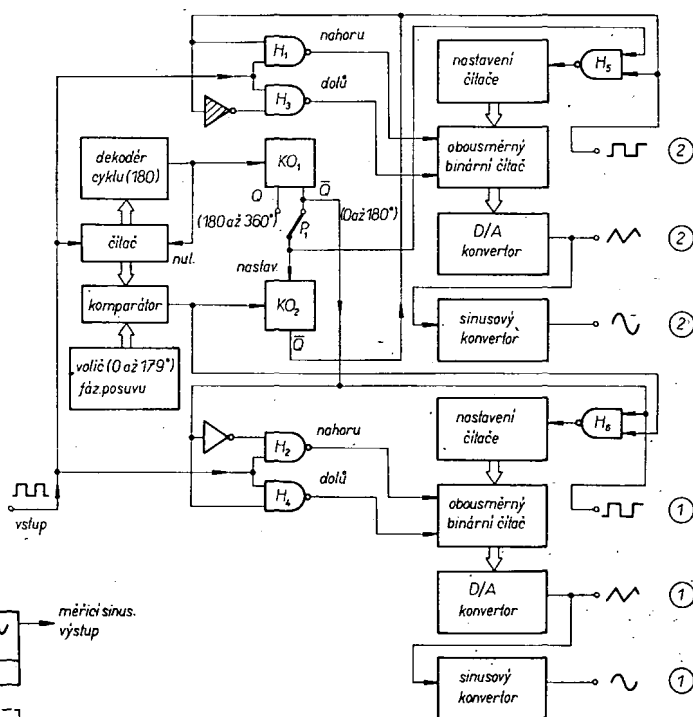
Obr. 45. Dekadický čítač, programující lineární rozmitání SSN v rozsahu tří dekád

kolektory je zajištěna požadovaná forma negativní logiky programovacího busu SSN. Touto cestou, která může být snadno improvizována, obr. 45, je možné lineární rozmitání v rozsahu tří kmitočtových dekád. Rozmitací rychlost je určena opakovacím kmitočtem hodinového generátoru. Délka rozmitacího cyklu $t_c = \frac{n}{f_i}$, přičemž n = počet hodinových impulsů (např. 1000 při třech dekádách), f_i = hodinový kmitočet.

Zajímavé je řešení rozmitání pro logaritmické měřítko kmitočtové osy. Jako hodinový signál je v tomto případě užiti přímo výstup



Obr. 46. Použití dekadického čítače k širokopásmovému rozmitání SSN s logaritmickým kmitočtovým průběhem



Obr. 47. Příklad řešení digitální konverze signálu s pravouhlým průběhem na sinusový signál s nastavitelným fázovým posuvem

v oblasti velmi nízkých kmitočtů. Zde se většinou vychází z číslicově řízených váhových přírůstků.

Jako příklad konverzního obvodu, který může navazovat na libovolný zdroj signálu pravouhlého tvaru, jsem zvolil zjednodušené blokové schéma z [III-8]. Zapojení, obr. 47, je zajímavé také proto, že současně poskytuje představu o možnostech generování dvou i více výstupních signálů (pravouhlého, trojúhelníkovitého a sinusového) s digitálně nastavitelným vzájemným fázovým posuvem. Koncepcí je založena na ukládání vstupního signálu do hlavního čítače. Cyklus je určen vhodným dekodérem. V uvedeném případě byl použit sériový čítač BCD, obvod čítá do 180. Každý 180. vstupní impuls nuluje čítač a současně překlápí obvod KO_1 , jehož výstup proto definuje pravouhlý signál prvního kanálu o strídě 1 : 1. Stejný výstup druhého kanálu je odvozen z obvodu KO_2 . K zajištění a nastavení vzájemného fázového posuvu mezi oběma kanály je KO_2 překlápěn digitálním komparátorem, porovnávajícím data na výstupu čítače s číslem, nastaveným na deka-

dickém voliči fázového posuvu. Komparátor vybaví KO_2 , je-li výstup čítače roven číslu, nastavenému na voliči. K tomu může dojít pouze jednou za cyklus, číslo může být voleno v intervalu 0 až 179. Fázový volič proto může být označen přímo ve stupních. V naznačené poloze pomocného přepínače – nastavení vstupu – je možná volba v rozsahu 0 až 179° , v opačné poloze, kdy je negován výstup KO_1 , v rozsahu 180 až 359° . Vzájemné zpoždění kanálů je určeno časovým intervalem mezi nulováním čítače dekodérem a vyrovnáním komparátoru. Proto je nastavená fázová relace stabilní, nezávislá na změně opakovacího kmitočtu vstupního signálu. Konverze na sinusový signál je postupná, přes symetrický trojúhelník. Používá se digitální integrace pomocí obousměrných binárních čítačů (74193) a konvertorů D/A. Mód obou čítačů (nahoru, dolů) se odvozuje od stavů klopných obvodů KO_1 , KO_2 invertory I_1 , I_2 a hradly H_1 až H_4 . Hradla H_3 a H_6 slouží k nastavení čítačů. Symetrie intervalů up/down umožňuje využít konverze D/A k vytvoření symetrického trojúhelníku, jehož amplituda je konstantní, kmitočtově nezávislá. Jedna perioda trojúhelníkovitého signálu se tedy skládá z lineární superpozice 360 amplitudově a časově shodných vzorků. Tím je zajištěna velká linearita. Nežádoucí složky (vnitřní šum konvertoru D/A) mohou být dále potlačeny selektivním filtrem. Konverzi „trojúhelníku“ na „sinusovku“ je možno řešit některou ze známých metod. V popisovaném vzorku byl použit běžný operační zesilovač s nelineární diodovou zpětnovazební smyčkou. Aplikační rozsah konvertoru je omezen na nf oblast. Protože výstupní signál má $360 \times$ nižší opakovací kmitočet vzhledem ke vstupnímu, ovlivňovaly by při transpozici do vyšší kmitočtové oblasti reakční zpoždění logiky a zvláště konverze D/A přesnost a fázový šum. Podobně je řešena i konverze v syntezátoru SSN.

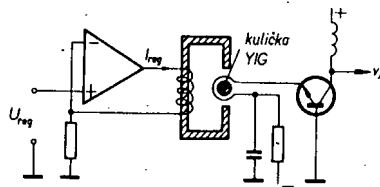
Obrazové (video) a vf rozmitače

S přechodem do vyšších kmitočtových pásem se setkáváme s řadou nových problémů, zatímco princip zůstává vlastně stále týž. Překročení akustického pásma má i kladné stránky. Vzhledem k relativně vysokému měřicímu kmitočtu může být opakovací kmitočet ovládacího (rozmitacího) signálu vyšší nebo roven 50 Hz. Na stínítku obrazovky tak získáme stabilní obraz přenosové křivky. Druhým zjednodušením je, že vystačíme s lineárním rozmitáním – u běžných vf obvodů pracujeme zpravidla se šířkou pásma užší než jedna kmitočtová dekáda.

Generátory rozmitaného signálu

Typickým obvodem vf rozmitačů je rezonanční oscilátor. Při rozmitání je tedy nutno ovlivňovat některý z parametrů, majících vliv na rezonanční kmitočet selektivního obvodu. Do nedávné doby se výhradně používaly rezonanční obvody LC. Nebudeme blíže rozebírat dnes již zastaralé elektromechanické principy, stejně jako ovládání indukčnosti změnou sycení feromagnetického jádra či použití reaktanční elektronky. V současné době se používá prakticky jediné řešení – přeladuje se obvod LC varikapem (vyhovuje až do oblasti kolem 1 GHz).

V souvislosti s potřebou spojitě přeladovat široké pásmo a získat velké kmitočtové zdvihy a tím i vyšší mezní kmitočty rozmitaných oscilátorů má mimořádný význam gyromagnetická rezonance v monokrystalickém yttridovém granátu (YIG). Princip přeladitelného oscilátoru, využívajícího filtru YIG je na obr. 48. Kulička YIG je uložena mezi póly elektromagnetu. Rezonanční kmitočet filtru YIG s velkým Q (kolem 2000) je lineární funkcí magnetického pole v mezeře. Protože je vhodné řídit kmitočet oscilátoru



Obr. 48. Princip ovládání oscilátoru s filtrem YIG

napětím, je vinutí elektromagnetu napájeno z výstupu převodníku U/I . Širokopásmovou vazební smyčkou kolem kuličky YIG je možno k filtru navázat aktivní prvek oscilátoru (tranzistor, Gunnovu diodu). Předností oscilátorů YIG, pracujících v oblasti jednotek až desítek GHz, je také malý vnitřní šum (díky velkému Q filtru).

Vraťme se k využití varikapu. Kapacita jeho závěrně polarizovaného přechodu p-n je nelineární funkcí přiloženého svorkového napětí

$$\frac{k}{\sqrt{1 - U/\Phi}} = C \quad (31),$$

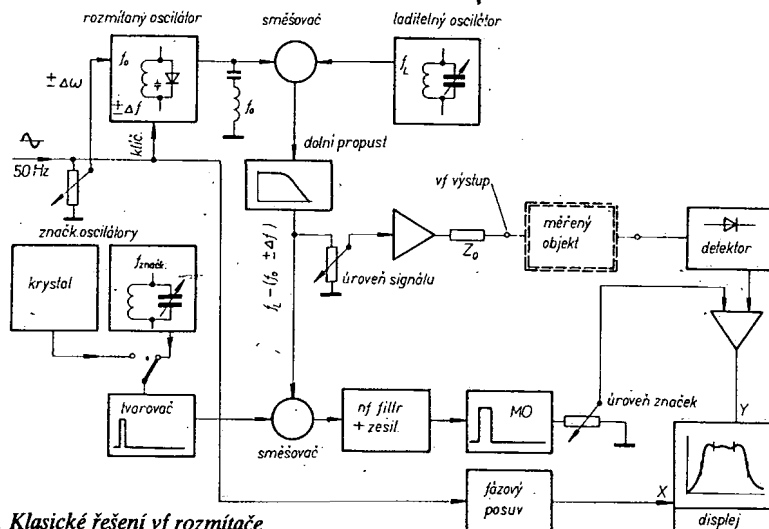
kde k , x jsou technologické a materiálové konstanty, Φ je stykový potenciál. Z hlediska požadovaných vlastností oscilátoru, přeladovaného varikapem, mezi něž je třeba řadit především spektrální čistotu signálu, rozsah a linearitu přeladitelnosti, jsou podstatnými i parametry varikapu činitel jakosti v uvažovaném rozsahu ($Q = 1/\omega CR_k$), velikost a poměr mezních kapacit a samozřejmě průběh charakteristiky $C(U)$.

Jak by měl vypadat ideální průběh charakteristiky $C(U)$, aby bylo v určitém pásmu dosaženo lineárního rozmitání? Předpokládejme, že varikap je jediná kapacita rezonančního obvodu. Pro libovolný kmitočtový poměr lze odvodit požadavek na poměr ladicích kapacit

$$\frac{f_k}{f_0} = \sqrt{\frac{C_0}{C_x}}$$

Protože kmitočet má být lineární funkcí ovládacího napětí, přičemž kapacita varikapu se zmenšuje se zvětšováním závěrně polarizačního napětí, měla by mezi poměrem ovládacích napětí a kapacit varikapu existovat kvadratická úměra

$$\frac{U_x}{U_0} = \left(\frac{C_0}{C_x} \right)^2 \quad (32).$$



Obr. 49. Klasické řešení vf rozmitače

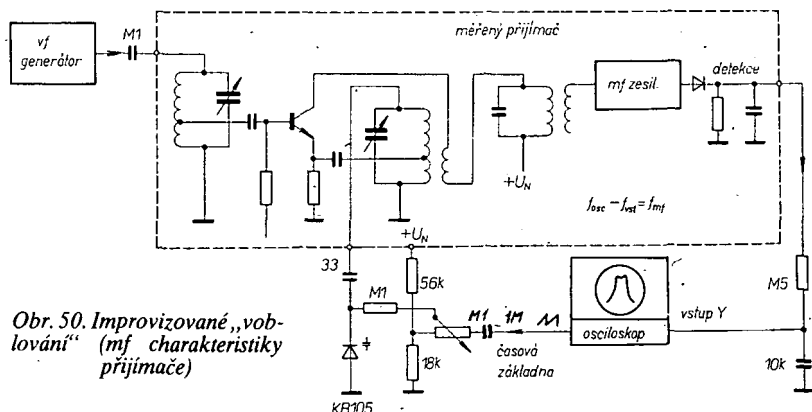
Prohlédneme-li si například charakteristiky varikapu KB105, zjistíme, že požadované funkce vyhovuje dobře. V praxi je ovšem nutno uvažovat i parazitní kapacity

ostatních prvků, montáže, cívek atd., takže varikap tvoří pouze část celkové ladicí kapacity. Proto lze dosáhnout lineárního zdvihu pouze v malém intervalu. Pro dosažení velkých zdvihů se proto přechází s rozmitáním do vyšších kmitočtových poloh, řádu stovek MHz, varikap pak tvoří součást rezonátoru. Protože však poměr $C_{\max} : C_{\min}$ varikapu není větší než asi 3 až 6, je možné dosáhnout poměru $f_{\max} : f_{\min}$ ne větší než 1,5 až 2,5. Aby mohl být rozmitač použit k překrytí širokého kmitočtového pásma, například od 1 MHz do 250 MHz, užívá se směšování.

Jedno z možných řešení je na obr. 49. Rozmitaný oscilátor pracuje na pevném středním kmitočtu f_0 . Velikostí ovládacího signálu je upravován kmitočtový zdvih, který je symetrický vůči f_0 . Takto rozmitaný signál $f_0 \pm \Delta f$ se potom směšuje se signálem z pomocného, laditelného oscilátoru f_L . Oba oscilátory pracují na rozdílných kmitočtech, vždy vyšších, než je horní mezní kmitočet rozmitače. Z výstupu směšovače je dolní propustí odfiltrována rozdílová složka $f_k = f_L - (f_0 \pm \Delta f)$, tvořící výstupní signál rozmitače. Rozmitač se přeladuje změnou f_L , zdvih zůstává zachován.

Toho využíval jeden můj kamarád k obveselení „davů“. Vybral si nic netušící obč, kterou přesvědčoval o tom, že náhodou přišel na fantastický nápad, totiž jak s běžným generátorem „placatou“ baterkou a neví, čím ještě „voblovat“ mezifrekvence rozhlasových přijímačů. Nápad našel v jakémsi zahraničním časopise a protože to bylo v době, kdy se u nás ještě nevyrobily varikapy, vypadal všechno na první pohled záhadně. Zvlášť když Mistr doprovázel demonstraci svého vynálezu mumláním zaklínacích formulí a vymyšlením směš teorií.

Od té doby jsem již několikrát viděl podobné improvizace i v našich časopisech. Orientační schéma je na obr. 50. Základem je využití oscilátoru přijímače-superhetu jako generátoru rozmitaného signálu. Celá úprava spočívá ve zhotovení jednoduchého přípravku, umožňujícího kmitočtové rozmitání. Jedná se pouze o několik součástí. V původní verzi se jako modulační prvek (v oblasti až do 1 MHz) používala závěrně polarizovaná plošná křemíková dioda. Vhodnější je varikap, umožňující také sloužovat mezifrekvence 10,7 MHz. Oscilátor je rozladován v rytmu časové základny osciloskopu (f_{op} asi 50 Hz). Střední kmitočet je možno ovlivňovat nastavením ladicího kondenzátoru a změnou ss pracovního bodu varikapu. Pracovní bod, který má vliv i na linearitu rozmitání, lze nastavit děličem z napájecího napětí přijímače. Kmitočtový zdvih



Obr. 50. Improvizované „voblování“ (mf charakteristiky přijímače)

je úměrný velikosti napětí pilovitého průběhu, odebraného z časové základny osciloskopu. Na vstup přijímače přivedeme nemodulovaný vf signál z běžného signálního generátoru. Směšováním kmitočtu signálního generátoru s rozmlátným signálem oscilátoru přímo v přijímači vzniká řada směšovací produktů. Selektivní mf zesilovač z nich vybírá rozdílovou složku. Vertikální vstup osciloskopu může být přes kapacitní sondu připojován na jednotlivé nf stupně; vhodnější je však použít detekční sondu, umožňující jednak sledovat obalovou křivku přenosové charakteristiky, jednak použít levný nf osciloskop. Při sledování úplného mf řetězu je detekční sonda nahrazena vlastním detektorem přijímače, buď amplitudovým, nebo kmitočtovým.

K improvizacím patří i přeladitelné multivibrátory. Průchodem rozmlátného impulsního signálu selektivním filtrem jsou značně potlačeny vyšší harmonické složky. Výstupní signál znovu přibližně popisuje přenosovou charakteristiku filtru. Tato měření nejsou přesná. Signál obsahuje množství vyšších harmonických složek, jejichž poměr je dále ovlivňován nelineárními charakteristikami aktivních prvků, stejně jako mírou selektivity měřeného obvodu. Impulsní charakter signálu ztěžuje orientaci v kmitočtovém pásmu.

Kmitočtová kontrola či kalibrace vůbec patří u rozmlátných měření k zásadním problémům. Hodnotili-li jsme v nf rozsahu jako výhodu kalibraci rozsahu rastrem na stínítku osciloskopu či papíru zapisovače, je ve vf oblasti situace obtížnější. Důvodem je jednak nedostatečná kmitočtová stabilita a linearity rozmlátní, jednak potřeba kmitočtového přeladování a volby kmitočtového zdvihu.

Většinou se používá jednoduché kmitočtové značkování (obr. 49). Základním obvodem kmitočtového značkovače (markeru) je oscilátor. Pracuje buď na pevném kmitočtu (krystal) nebo je laditelný v určitém rozsahu. Původní harmonický signál je speciálním tvarovacím stupněm zkreslen tak, aby obsahoval maximum vyšších harmonických s co možno rovnoměrně rozloženým energetickým obsahem.

Dovedeme si jistě představit, že ideální signál by měl mít tvar velmi úzkých jehlových impulsů s dokonalou strmostí náběžných a sestupných hran. Šířka impulsů musí být zanedbatelná vůči jejich opakovacímu kmitočtu, pak se činitel plnění blíží k nule.

Výstupní impulsy (kmitočtové spektrum) markeru se směšují s rozmlátným signálem rozmlátače. Směšovacím produktem je (přes nf zesilovač s ostrým potlačením kmitočtů vyšších než několik set Hz) spouštěn monostabilní multivibrátor. Obvod může produkovat výstupní impuls pouze tehdy, je-li okamžitý kmitočet rozmlátače oscilátoru roven opakovacímu kmitočtu markeru nebo některé jeho harmonické,

$$f_n = n f_m \quad (n = 1, 2, 3, \dots x)$$

Impulsy monostabilního obvodu jsou vedeny (mimo měřený objekt) na výstup detekční sondy, kde se lineárně slučují s detekovaným (nf) signálem, tvořícím obálku měřeného signálu. Kmitočty shody jsou na pozorované křivce znázorněny značkami (zoubky), jejichž amplituda a šířka lze upravovat regulací amplitudy a doby trvání impulsů monostabilního obvodu. Signál je tak v intervalu kmitočtového zdvihu, díky využití harmonických násobků, značkován s jednotným a přesným odstupem $f = (x+1)f_m - x f_m$, rovným základnímu kmitočtu markeru.

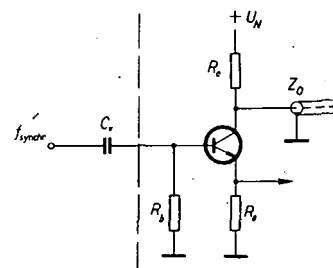
Co do orientace v kmitočtovém pásmu je vhodný jak krystalový, tak přeladitelný značkovací oscilátor. Přitom je patrné, že přeladitelný oscilátor stačí ovládat v úzkém pásmu, s poměrem mezních kmitočtů 2:1. Spodní mezní kmitočet je určen minimální požadovanou kmitočtovou značkou (např. 1 MHz), horní její druhou harmonickou (2 MHz). Přeladováním markeru od 1 do 2 MHz se přeladuje i nejnížší možná značka ve stejném rozsahu, stejně jako odstup sousedních značek v celém pásmu. To je výhodné ke značkování v oblasti nižších kmitočtů, těžko bychom se však ve změti značek 1 MHz orientovali v oblasti stovek MHz. Proto bývá jak krystalový, tak přeladitelný oscilátor laděn „výše“ (desítky MHz), hustší kmitočtové a tím i značkové spektrum se odvozuje kmitočtovým dělením.

Rozmlátač mává několik stupnic, zjednodušujících orientaci v dílčích pásmech, často mohou pracovat oba markery současně. Využívá se pak jejich zázněň, vhodných k nastavení selektivity, strmosti hran přenosové charakteristiky, linearit detektorů apod. Vzniklá skupina značek se změnou nastavení „plynulého“ markeru posouvá po měřené charakteristice. Vzájemný kmitočtový odstup značek však zůstává konstantní; je určen základním kmitočtem krystalového markeru.

Uvedený princip značkování vyžaduje velkou spektrální čistotu rozmlátného signálu, signál nesmí být zkreslený, musí mít minimální obsah vyšších harmonických složek. Z těchto hledisek je nutno posuzovat i účinnost širokopásmového rezonančního obvodu a dolní propustí ve schématu na obr. 49. Nevyhovuje-li signál uvedeným podmínkám, nesměšuje se signál markeru pouze s harmonickým rozmlátným signálem, ale také s jeho parazitními signály. Vznikají tak změti nežádoucích kmitočtových značek.

Všimněme si ještě metod odvození kmitočtového spektra značkovacího oscilátoru. Nejčastěji se využívá ovládaného lavinového průrazu tranzistoru nebo diod s krokovým zotavením (step recovery).

K lavinovému průrazu dochází překročením mezního kolektorového napětí U_{CEmax} . Příklad využití lavinového jevu k autonomnímu generování kmitočtového spektra je v [III-10]. Opakovací kmitočet zapojení, obr. 51, je závislý od sousedního vedení. Po



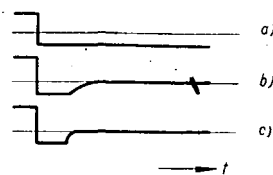
Obr. 51. Podrobnější rozbor lavinového průrazu [III-10]

přivedení napájecího napětí tranzistor nevejde, vedení se nabíjí přes kolektorový odpor, kolektorové napětí se zvětšuje. Dosáhne-li průrazné velikosti U_{CEmax} , proude se zvětšuje kolektorový proud a kolektorové napětí se zmenšuje. Tranzistor vede, záporný napěťový skok se šíří vedením, na jeho otevřeném konci se odráží. Za dobu úměrnou šíření rozruhu na konec vedení a zpět se tranzistor rychle uzavře a cyklus se opakuje.

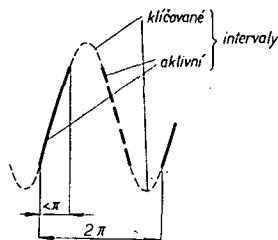
Bude-li napájecí napětí poněkud menší než U_{CEmax} , generátor nepracuje jako autonomní, ale může být spouštěn impulsy, zaváděnými do báze. Vnuceným bázeovým proudem se průrazné napětí zmenšuje a tranzistor spíná. Pak je možno řídit lavinový generátor spektra např. krystalovým oscilátorem. Velmi strmé jehlové impulsy (hrany s náběhy řádu stovek ps) umožňují při synchronizaci signálem o opakovacím kmitočtu až desítek MHz dosáhnout kmitočtového spektra, rovnoměrně rozloženého až do oblasti GHz. Vzhledem k velkým krátkodobým špičkovým proudům v okamžiku průrazu se používají speciální tranzistory. Autoři [III-10] ověřili praktickou použitelnost rychlých spínacích tranzistorů řady KSY.

Požadovaného kmitočtového spektra lze dosáhnout také impulsními diodovými obvody. Dynamická reakce běžné diody na skokovou změnu polarizace přechodu z propustné na závěrnou je obecně zachycena na obr. 52b. Na hraně skoku závěrný proud „překmitne“ (je mohem větší než odpovídá statické charakteristice V/A). Po určitém časovém intervalu se začne zmenšovat na „statickou“ úroveň s časovou konstantou τ . Čas potřebný k ustálení novému režimu se nazývá dobou zotavení. V okamžiku přepólování přechodu závěrným směrem je po obou stranách přechodu přebytek minoritních nosičů. Pro ně je zprvu při zotavovacím pochodu přechod průchodný. Teprve jejich vyčerpáním (rekombinací a závěrným proudem) se proud diodou zmenšuje. Pozvolné zmenšování je způsobeno prostorovým rozložením nosičů. U diod step recovery je ve srovnání s běžnými rychlými diodami výrazně zkrácen druhý interval zotavovacího pochodu. V prostoru polovodiče je technologicky (nehomogenní dotací) vytvořeno vnitřní elektrické pole. Minoritní nosiče se pak koncentrují v oblasti přechodu, zotavovací pochod nabývá lavinového charakteru, obr. 52c.

Původně bylo rozmlátní odvozeno od síťového kmitočtu 50 Hz. Probíhalo v jedné lineární části periody, obr. 53, druhé, kdy byl výstup rozmlátače blokován, se užívalo k defí-



Obr. 52. a) Skok polarizačního napětí, b) odezva rychlé diody, c) odezva diody s krokovým zotavením



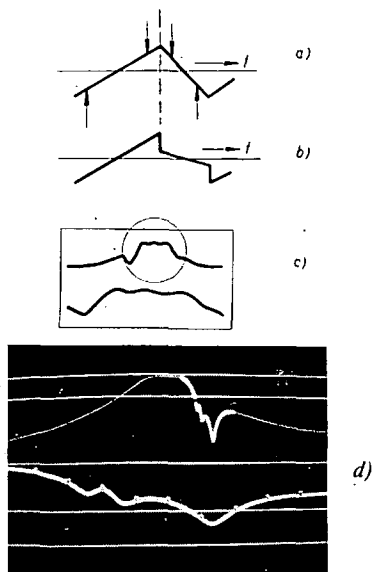
Obr. 53. K rozmítání sinusovým signálem 50 Hz

nici nulové úrovně. Při vypnutém blokování byla přenosová křivka na stínítku osciloskopu kreslena oběma směry, zleva doprava a opačně, bez možnosti znázornit nulovou úroveň.

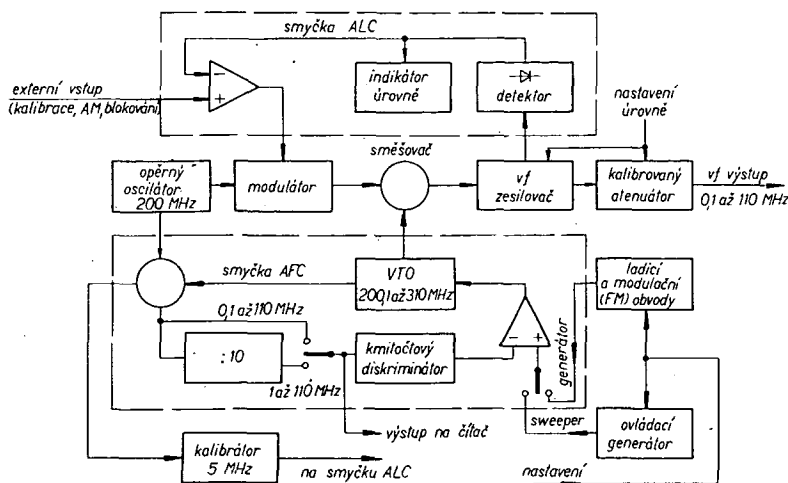
Později se přešlo na rozmítání signálem pilovitého průběhu, s možností volby rozmítací rychlosti. Kromě lepší linearity rozmítání bylo možno upravovat rychlost měřicího cyklu jak vzhledem k měřenému obvodu (kmitočtový rozsah, šířka pásma), tak k displeji (osciloskop, zapisovač). Začaly se objevovat i první pokusy o víceetapové zobrazení, kmitočtovou lupu (obr. 54). Regulací ovládací „pily“ lze nastavit různý zdvih rozmítaného oscilátoru vzhledem k přímému a zpětnému běhu. Zdvihy v obou intervalech jsou vztaženy vždy k jednomu střednímu kmitočtu. Sleduje-li se v přímém běhu složitější průběh, může být ve zpětném běhu znázorněn jeho detail. Aby se oba průběhy nepřekrývaly, stačí podkládat jeden z nich ss složkou. Jinou možností je použít dvoupaprskový osciloskop a oba průběhy klíčovat. Užitečnost podobného znázornění demonstruje obr. 54cd.

Aby byla i zcela jednoduchá měření kvalitní a efektivní, bylo nutno nejprve vyřešit zmíněné problémy se stabilitou, linearity, kalibrováním či značkováním rozmítače.

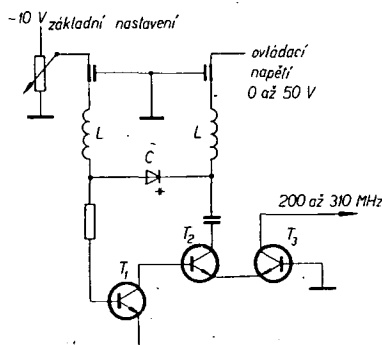
Je možno pozorovat dvě základní tendence, kterými se vývoj v posledním desetiletí ubíral. První je kvalitativní zlepšování jednotlivých dílů sestavy pro rozmítaná měření. Přední firmy dodnes vyrábějí jednoúčelová zařízení, důsledně je však dbáno na možnost vzájemné spolupráce. Druhou skupinu tvoří přístroje, které v jedné skříni či stojanu sdružují kompletní zařízení, stále častěji víceúčelové. Tato skutečnost se začíná odrazovat i v terminologii. Pod pojmem rozmítač (wobbler) je dnes chápáno kompletní



Obr. 54. Použije-li se ovládací signál pilovitěho průběhu (a), nastavitelný nezávisle v obou částech cyklu (b), může být současně zobrazena přehledová charakteristika i její detail (c, d)



Obr. 55. Blokové schéma generátoru/sweeperu HP 8601A



Obr. 56. Zjednodušené schéma VTO

zařízení včetně displeje a příslušenství. Samotný zdroj rozmítaného signálu bývá označován jako „sweeper“. Zařízení, nebo jejich sestavy, umožňující i jiná měření v určité kmitočtové oblasti, se souhrnně nazývají přenosové analyzátoři.

Jako příklad kvalitního generátoru rozmítaného signálu můžeme uvést generátor/sweeper 8601A firmy Hewlett-Packard.

Přesto, že byl na trh uveden před asi deseti lety, je dosud velmi populární a odpovídá koncepčně dnešním sweeperům střední třídy v oblasti do 100 MHz. Jeho autoři vycházeli ze situace na světovém trhu, která prakticky trvá dodnes – byly a jsou k dispozici na jedné straně jakostní, ručně ovladatelné signální generátory s velkou stabilitou, zanedbatelným vnitřním šumem a parazitní modulací, s možností kalibrace kmitočtu i úrovně, a na druhé straně rozmítače, dostatečně pokrývající široké kmitočtové pásmo (s nedostatky, o nichž jsme se zmiňovali). Záměrem, který byl splněn, bylo uvést na trh kombinovaný přístroj pro obě aplikace.

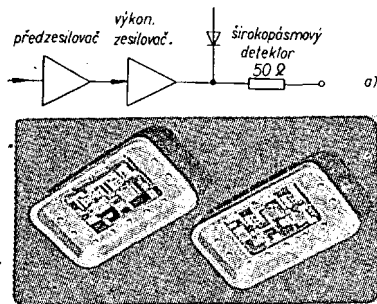
Blokové schéma HP 8601A je na obr. 55. Výstupní vf signál je i zde odvozen na principu směšování. Rozmítaný oscilátor je ovládán varikapem (obr. 56). Vf oscilátory, ovládané napětím, bývají označovány jako VTO (voltage tuned oscillator). Zapojení má dobrou stabilitu a malý fázový šum. Rezonanční obvod ve tvaru článku Π je připojen k dvoustupňovému oscilátoru, zajišťujícímu fázový posuv 180° (T_1 a T_2). Transistor T_3 slouží jako výstupní buffer (oddělovací zesilovač). Kmitočtová stabilita se dosahuje velkým Q rezonančního obvodu a minimálním tlumením aktivními prvky. Výstupní výkon je závislý na kolektorovém proudu T_2 . Signál VTO je směšován s referenčním signálem 200 MHz. Protože lze VTO přeladit v rozsahu 200,1 až 310 MHz, je rozdílový (výstupní) signál v rozsahu 0,1 až 110 MHz. Sweeper má dva překrývající se kmitočtové rozsahy, 0,1 až 11 MHz a 1 až 110 MHz. Tím je dána možnost přesné práce ve „videopásmu“ a zachována výhoda spojitě přeladitelnosti.

Mezní zdvih je podstatně větší, než u běž-

ných přístrojů, směšování a jeho nedostatky by se zde projevil v plném rozsahu. Proto má přístroj dvě pomocné regulační smyčky – automatickou regulaci kmitočtu (AFC) a úroveň (ALC – automatic level control) signálu. AFC u zdroje rozmítaného signálu nepatří k neobvyklým obvodům, bez jejího vlivu na linearitu a kmitočtovou stabilitu by však zvolená koncepce nebyla reálná. Principem je zapojení podobné AFC u přijímačů, VTO je však ovládán přes rozdílový zesilovač. Korekční smyčka má vlastní směšovač, produkující znovu rozdílový kmitočtů VTO a reference. Diferenční signál je zaváděn na přesný lineární kmitočtový diskriminátor počítacího typu. Při provozu rozsahu 0,1 až 11 MHz je připojení přímé, na rozsahu 1 až 110 MHz je signál dělen deseti. V obou případech proto impulsní vstup diskriminátoru zpracovává signál v mezích opakovacích kmitočtů 0,1 až 11 MHz. Analogový výstupní signál diskriminátoru se v rozdílovém zesilovači srovnává s ovládacím signálem (ručně nebo automaticky řízeným). Protože zesilovač ovládá VTO, je smyčkou korigována linearita konverze $f_{\text{vst}}/U_{\text{vst}}$, určená linearity diskriminátoru (oboje je asi 0,5 %). Napěťový ovládací vstup může být tedy použit jak k ručnímu nastavení kmitočtu, tak k rozmítanému, programovanému nebo FM režimu. Drift a nežádoucí FM jsou srovnatelné s běžnými signálními generátory a vyhovují i pro selektivní měření.

Těmito vlastnostmi se sweeper vymyká dosavadním představám o potřebě kmitočtového značkování. Volit lze 5 kalibrovaných zdvihů. Požaduje-li se větší přesnost, lze výstupní měřicí signál měřit čítačem (jde o stejný signál, jako na vstupu kmitočtového diskriminátoru). Vzhledem k rozsahu 0,1 až 11 MHz vyhoví i běžný levný čítač. Konečně, pro běžnou potřebu při nekalibrovaném rozmítání je vestavěn krystalový marker 5 MHz. Značky s odstupem 5 MHz se pak zavádějí do rozdílového zesilovače smyčky ALC, na obrazovce se objevují jako ostré jehlové impulsy. Linearita rozmítání umožňuje lineární interpolaci mezi značkami (podle rastru).

Dosud jsme si nevšíмали problémů, spojených se zajištěním konstantní úrovně výstupního signálu a její přesnosti. Vlivem rozmítání se tato úroveň mění, kmitočtové závislosti je i přenos výstupního zesilovače, výstupní impedance atd. U klasických rozmítačů bývá problém řešen obvykle pouze částečně. Potřeba kalibrace při servisních pracích není nutná, je však aktuální při vývoji. Zdvih asi 100 MHz donutil konstruktéry HP 8601,



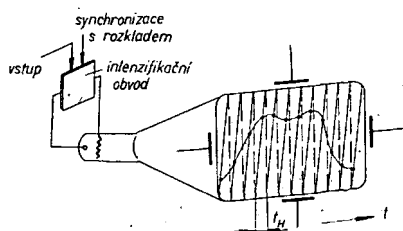
Obr. 57. Zpracování vf signálu zajišťují hybridní obvody. Předzesilovač (vlevo) a výkonový zesilovač (vpravo) jsou o málo větší než obvody TTL (délka asi 36 mm)

aby se záležitosti věnovali do důsledku. Na vynikajícím řešení má podstatný podíl aplikace tenkovrstvového širokopásmového zesilovače. Princip smyčky ALC můžeme opět porovnat s činností zpětnovazebního stabilizátoru napětí. Širokopásmový zesilovač (obr. 57) se skládá z předzesilovače a výkonového stupně, diodového detektoru a odporu 50 Ω, vše realizováno technologií tenkých vrstev. Výstup detektoru je srovnáván s nastavitelnou referenční úrovní v rozdílovém zesilovači smyčky ALC. Vzhledem k velkému zisku ve smyčce se výstupní odpor širokopásmového zesilovače blíží k nule. Technologie tenkých vrstev pronikavě omezuje parazitní vazby, indukčnosti a kapacity – proto bylo možno dosáhnout takové šířky pásma. V celém kmitočtovém rozsahu je jednoznačně definována konstantní výstupní impedance 50 Ω. Úroveň výstupního signálu je konstantní přes celé kmitočtové pásmo s přesností $\pm 0,25$ dB. Díky referenčnímu vstupu smyčky ALC může být nejen upravována a kalibrována úroveň výstupního signálu, ale také zaváděna amplitudová modulace ap.

Koincidenční displej

Jiný směr razí několik desetiletí firma Rohde-Schwarz, především svojí známou řadou Polyskopů. V jednom zařízení je zahrnuta celá sestava pro měření útlumových charakteristik, včetně displeje, který je však řešen zcela neobvykle. To má samozřejmě vliv i na celkovou koncepci. Podstatou řešení je tendence zvětšit množství informací na stínítku obrazovky a jejich přehlednost. Nejedná se pouze o množství sledovaných průběhů nebo jejich kombinací, ale také (a to především) o pomocné kalibrační a úrovně značkování. S tímto cílem vhodně koresponduje je možnost velkoplošného zobrazení.

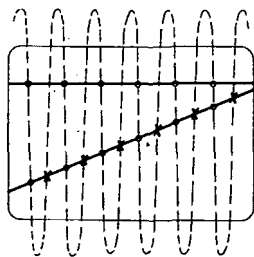
Sledovaná křivka není na stínítku obrazovky spojitá v důsledku koincidenčního zobrazení, skládá se z řady světelných bodů. Může být užito jak obrazovek s elektromagnetickým (zvláště u velkoplošných displejů), tak elektrostatickým vychylováním. Princip koincidenčního zobrazení sledujeme podle obr. 58. Předpokládáme, že elektronový



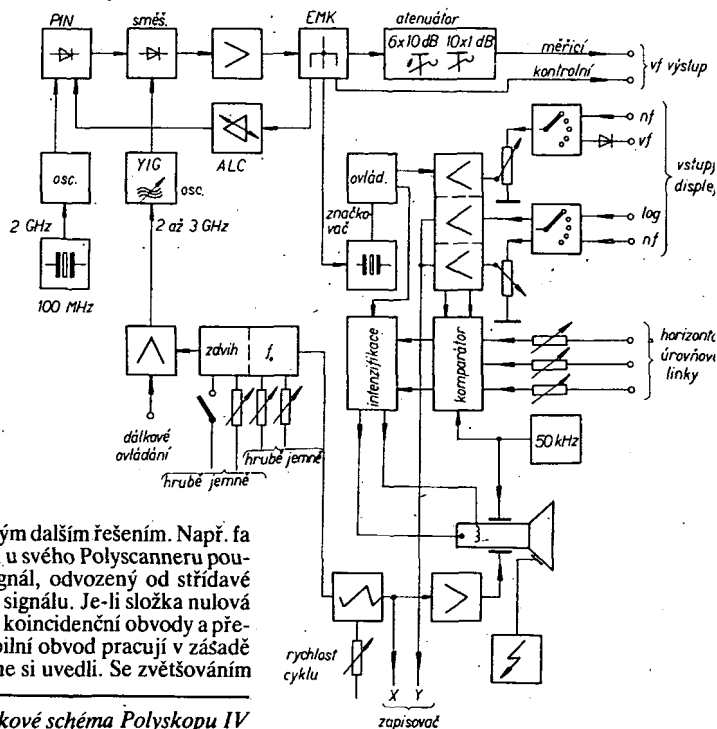
Obr. 58. Podstata koincidenčního displeje

paprsek je po stínítku obrazovky vychylován podobně, jako u TV přijímače, převráceného na levou boční stranu. Paprsek se pohybuje lineární rychlostí zdola nahoru po dobu, úměrnou řádkového intervalu $t_{\text{řk}}$. Pohyb paprsku ve vodorovném směru (kmitočtová osa) je synchronní se snímkovým rozkladem.

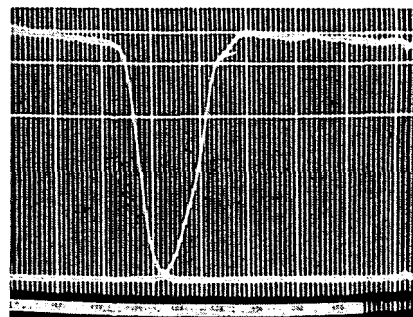
V normálním stavu je intenzifikační obvod uzavřen, paprsek je zatemněn. Napěťový komparátor srovnává nf signál z detekční sondy (analogová funkce přenosu měřeného objektu) se vzorkem vychylovacího signálu, určujícím okamžitou polohu paprsku ve vodorovném směru. Ke srovnání dochází v každém činném intervalu (vztaženo znovu k TV přijímači v každém $t_{\text{řk}}$). Přibližně při rovnosti obou signálů se výstup komparátoru skokově překlopí, spouští monostabilní obvod. Po dobu trvání monostabilního impulsu je intenzifikován elektronový paprsek obrazovky, na stínítku se objeví krátká (bodová) světelná úsečka. Je-li to žádoucí, může být intenzifikační obvod využit i v intervalu zpětných běhů. V průběhu periody rozmitacího cyklu je na stínítku obrazovky přenosová křivka. Její průběh však není spojitý, má charakter bodové struktury. Rozložení bodů je nerovnoměrné, závislé na okamžité strmosti kresleného průběhu (měřené charakteristiky). Nespojitosť a nerovnoměrnost bodové struktury je velmi nepříjemná, potlačit tyto vlastnosti na zanedbatelnou míru lze několika způsoby. Lze např. výrazně zvýšit opakovací kmitočet vzorkovacího signálu, čímž se struktura zhuští. Pak se projevuje nerovnoměrnost jasů stopy v ustálených a přechodových pásážích a jsou kladeny značné nároky na reakční rychlost komparátoru. Zvýšení vzorkovacího kmitočtu se proto používá pouze jako dílčí prostředek k potlačení struktury,



Obr. 59. Organizace vzorkování u Polyskopu IV



společně s některým dalším řešením. Např. fa Knott Elektronik u svého Polyscanneru používá pomocný signál, odvozený od střídavé složky měřeného signálu. Je-li složka nulová nebo velmi malá, koincidenční obvody a především monostabilní obvod pracují v zásadě tak, jak jsme si uvedli. Se zvětšováním



Obr. 61. Ukázka účelného úrovněného a kmitočtového značkování u Polyskopu IV

střídavé složky (odpovídá strmým pasážím přenosové charakteristiky) se proporcionálně prodlužuje doba monostabilních impulsů, jednotlivé body jsou roztahovány, jejich svislý rozměr přechází v krátké úsečky. Současně se zvětšuje i okamžitý jas. Navíc se většinou používají obrazovky se středním dosvitem (> 1 s). Pozorovaný obraz pak vypadá spojitě, s rovnoměrným jasnem stopy.

Na obr. 59 si ukažme řešení, užitá u posledního z řady Polyskopů. Vzorkovací signál je sinusový, přičemž lineární část průběhu definuje polohu paprsku vůči vodorovnému rozměru stínítku. Pomocné úrovně linky jsou vzorkovány vždy pouze jednou za periodu vzorku. Měřený signál je naopak vzorkován dvakrát, oběma hranami periody. Vzhledem k symetrii vzorkovacího signálu je původní struktura symetricky prokládána dalšími body.

Pro dokreslení představy stručně projdeme blokové schéma Polyskopu IV. Pro své parametry a účelné řešení je právem řazen mezi nejlepší výrobky své kategorie (obr. 60). Kmitočtový rozsah je 100 kHz až 1 GHz. Kmitočtový zdvih lze upravovat ve dvou základních polohách rozmitání – úzkopásmové (150 kHz až 5 MHz) a širokopásmové (25 MHz až 1 GHz). Nežádoucí (parazitní) zdvih při úzkopásmovém rozmitání je nižší než 5 kHz. Rozmitač je dvoukanálový (umožňuje sledovat současně dva signály z různých míst měřeného objektu). Úroveň signálů lze na stínítku označovat třemi nastavitelnými jasnými linkami. Na koincidenční displej vhodně navazuje kmitočtové značkování. Jednotlivé značky mají charakter svis-

lých jasových čar přes celé stínítko vyjma malého pruhu na spodním okraji. Kromě kombinace značek 100 MHz/10 MHz a 10 MHz/1 MHz (oba řády jsou rozlišeny různým jasnem značek) lze značkovat po 100 MHz (vhodné pro širokopásmová měření). Ve spodní části stínítka je pomocný pruh jasové orientace. Při širokopásmovém rozmitání má charakter jasových schodů, jejichž gradace rozlišuje rozmitaný rozsah. V úzkopásmovém režimu schody přecházejí v jasové proužky, jejichž šířka usnadňuje orientaci vůči středu rozmitaného rozsahu. Charakter úrovněového a kmitočtového značkování je patrný z obr. 61. Rozmitání může být ovládáno buď spojitě nebo s využitím zpětného běhu pro nulovou stopu a dále v jednorázovém režimu (single), vhodném při užití zapisovače.

Měřicí signál vzniká směřováním rozmitaného oscilátoru YIG, pracujícího v rozsahu 2 až 3 GHz, s pevným, referenčním kmitočtem 2 GHz. Reference je odvozena násobením signálu krystalového oscilátoru 100 MHz. Linearita rozmitání je díky oscilátoru YIG tak dobrá, že na stínítku obrazovky není vzhledem ke kmitočtovému značkování patrná žádná nerovnoměrnost. Výstupní signál směšovače se po úrovněové a impedanční úpravě vede na přesný attenuátor, užívající substrátové technologie (umožňuje dělit výstupní signál v krocích 10 a 1 dB), kontrolní výstup, marker a smyčku ALC.

Smyčka ALC je řízena ovládáním úrovně referenčního signálu 2 GHz na vstupu směšovače. Jako regulační prvek slouží útlumový článek s diodou PIN.

PIN dioda se pod určitým kmitočtem chová jako běžná dioda. S překročením tohoto kmitočtu (řádů desítek MHz) klesá její usměrňovací účinek. Na velmi vysokých kmitočtech se chová prakticky jako činný odpor, jehož hodnota závisí na procházejícím ss proudu. V oblasti GHz se užívá diodových útlumových článků PIN pro jejich malé rozměry a značný rozsah regulace (asi 40 dB), nehlédě na značné přednosti co do potlačení intermodulačního zkreslení.

Krystalový marker produkuje značky 100 MHz; z nich jsou pak kmitočtovým dělením odvozeny signály 10 MHz a 1 MHz. Spektrum je vytvářeno impulsními obvody s diodami typu step recovery. Tak jsou získána spektra „velkých“ (např. 100 MHz) a „malých“ (10 MHz) značek (co do řádu

a jasů). Spektrum je směšováno s rozmitaným signálem. Směšovací produkt ovládá po úpravě komparační obvod.

Nf zesilovače obou vstupních kanálů jsou integrované. Polaritu vstupního signálu lze přepínat. Mezní citlivost je 0,5 mV/cm. U jednoho z kanálů lze volit režim lin/log. Konverze je nepřímá, signál působí na logaritmickou regulační smyčku, ovládající amplitudu signálu 1 MHz. Signál se detekuje a zavádí na komparátor, sloužící společně pro oba měřené signály, úrovněové linky a značky ve spodní části stínítka. Vícenásobné využití zajišťuje logika.

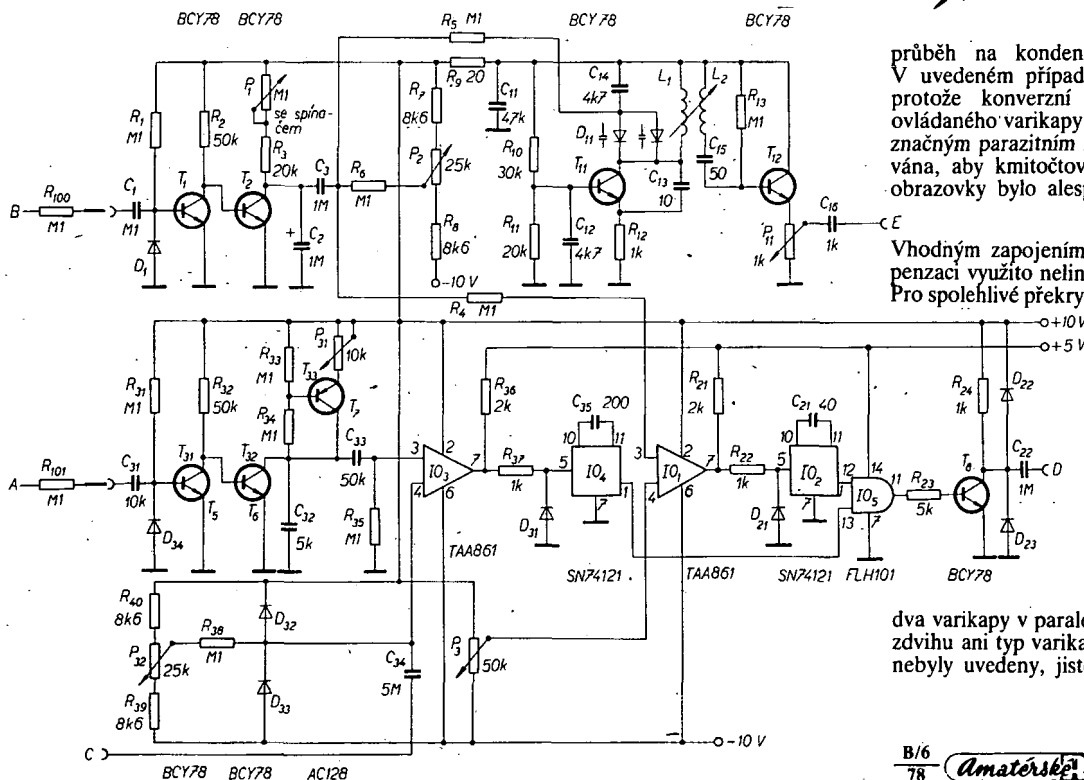
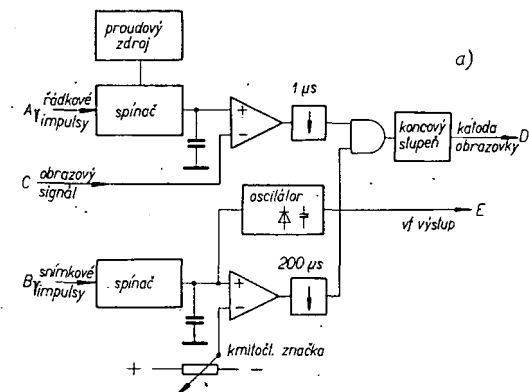
Spíše pro zajímavost než praktickou potřebu uvedme zapojení, publikované před časem v [III-12]. Vtip je v tom, že s uvedeným přístrojem, obr. 62, může být jako displej použit televizor při nastavování jeho vlastní obrazové mezifrekvence. Jedná se tedy o doplněk, tvořící spolu s měřeným TV přijímačem minimální sestavu sweepu + koincidenční displej. Rozklad rastru obrazovky je při měření volnoběžný, synchronizace doplňku (rozmitání VTO, reference komparátorů) je odvozena od zpětných běhů obou rozkladů (špičky A, B). Výstup rozmitaného oscilátoru (VTO) se zavádí na vstup obrazového mf zesilovače (špička E). Vybavením komparátoru je, na rozdíl od klasického displeje, zatemňován po příslušný časový interval elektronový paprsek obrazovky. Špička D se proto připojí na katodu obrazovky. Detekovaný (usměrněný) signál lze odebrat přímo z obrazového detektoru přijímače. Připojí se na vstup řádkového komparátoru (špička C).

Obr. 62. Doplněk ke snímání mf charakteristik na obrazovce měřeného televizoru (a – blokové, b – detailní schéma)

Synchronizačními impulsy, odvozenými od zpětných běhů (snímaných např. z mřížek koncových elektroněk obou rozkladů) jsou spouštěny oba generátory doplňku. Časové je rozmitání VTO synchronní s vertikálním, reference úrovněového komparátoru s horizontálním rozkladem televizoru.

Popis schématu bude nyní jednoduchý. Horizontální impulsy ovládají spínač T_{31} , T_{32} , vybíjející v intervalu zpětného běhu integrační kondenzátor C_{32} . V činném běhu se kondenzátor nabíjí ze zdroje konstantního proudu (obvod T_{33}), napěťpilovitěho průběhu na něm se zvětšuje lineárně. Napěťová „pila“ se v každém aktivním řádku srovnává s okamžitou úrovní výstupu obrazového detektoru prostřednictvím komparátoru IO_3 . Po překlopení výstupu komparátoru se spouští monostabilní obvod IO_4 na dobu přibližně 1 μ s. Písek hradlo IO_5 se sepne tranzistor T_{20} a zatemní se obrazovka. Poloha zatemněného bodu je úměrná amplitudě detekovaného signálu. To se opakuje v každém řádku, řada zatemněných bodů zobrazuje útlumovou charakteristiku celé mezifrekvence nebo její části (podle toho, kam je připojen výstup VTO). Amplitudu lze mimo regulaci úrovně v signálu potenciometrem P_{11} ovládat změnou sírnosti referenční pily (P_{31}), posuv celé křivky ve směru úrovněové osy podložním detekovaného signálu ss složkou (P_{32}).

Spínač T_1 , T_2 , synchronizovaný vertikálním zpětným během vybíjí kondenzátor C_2 . Při rozpojení spínače (v činném vertikálním běhu) se C_2 nabíjí přes P_1 , R_3 . Napěťový



průběh na kondenzátoru není lineární. V uvedeném případě to však je žádoucí, protože konverzní charakteristika VTO ovládaného varikapu musí být, vzhledem ke značným parazitním kapacitám, kompenzována, aby kmitočtové měřítka na stínítku obrazovky bylo alespoň přibližně lineární.

Vhodným zapojením varikapů je ke kompenzaci využito nelineární rozmitací „pily“. Pro spolehlivé překrytí mf rozsahu byly užity

dva varikapy v paralelním zapojení. Rozsah zdvihu ani typ varikapu v původním článku nebyly uvedeny, jistě však vyhoví KB105.

Potenciometrem P_1 lze ovládat zdvih, potenciometrem P_2 střed rozmitání a tím i polohu křivky na obrazovce. Ovládací napětí se vede i na komparátor IO_1 , kde se srovnává s napětím na běžci potenciometru P_3 . Při rovnosti obou napětí je vybaven monostabilní obvod IO_2 na dobu asi tři řádků (asi 200 μ s). Tím se zatemní stínítko až na horizontální čáru, kterou lze posouvat po kmitočtové ose potenciometrem P_3 . Ocejchováním úhlu natočení potenciometru v MHz lze čáry využívat jako kmitočtové značky.

Zapojení lze hodnotit jako vtipnou, levnou, ale také nedokonalou improvizaci. Nehledě na to, že „voblování“ je vlastně možné pouze „přes zrcadlo“, je u různých typů televizorů nutno pečlivě volit způsob navázání k rozkladům a nakonec i k obrazovce. Zajímavější by asi bylo využít starší televizor, nejlépe tranzistorový (s menšími výkony rozkladů, v kovové skřínce – vyzařování, s možností galvanického oddělení od sítě atd.) jako základu víceúčelového řešení rozmitače.

Přesnost a přehlednost měření

Kvalitativní parametry sweeperů a displejů dávají předpoklady dosáhnout ještě větší přesnosti, přehlednosti a reprodukovatelnosti měření v kmitočtovém a úrovněovém smyslu. Tím je vyvozen tlak na kvalitnější řešení i těch obvodů, které byly do nedávna poněkud stranou úsilí vývoje – typickým příkladem jsou obvody k detekci signálů.

Kmitočtová oblast

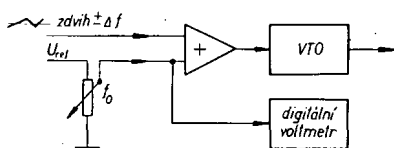
Číslicové měření kmitočtu rozmitaného signálu klasickými prostředky naráží na značné problémy, hlavním je změna měřeného kmitočtu během vzorkovacího intervalu. I když jsou známy různé metody potlačení tohoto nežádoucího činitele (zastavení rozmitání po dobu měření ap.), používají se často nepřímé metody. Jedna z nich je na obr. 63. K měření slouží číslicový voltmetr. To je výhodné z technických i ekonomických důvodů (čítače pro velmi vysoké kmitočty jsou drahé, voltmetr může být užít i k jiným měřením). Měří se střední kmitočet, linearita smyčky AFC umožňuje dosáhnout přesnosti lepší než 1 %. Princip nepotřebuje komentáře.

Málo známá je elegantní metoda číslicového měření kmitočtu obousměrným čítačem. Při klasickém měření stabilního kmitočtu je kmitočet vyhodnocen jako počet průchodů impulsů (period signálu) hradlem za vzorkovací periodu

$$N_c = T f_0$$

Je-li signál rozmitán kmitočtově, kmitočet se během vzorkovací periody zvyšuje – přírůstek je úměrný zdvihu. Čítač vyhodnotí větší počet impulsů, naměří vyšší kmitočet.

Budeme-li znovu uvažovat konstantní kmitočet f_0 , můžeme jej měřit také obousměrným čítačem. Stačí rozdělit měřicí periodu na dvě části – čítání nahoru (up) a dolů



Obr. 63. Nepřímé měření středního kmitočtu

(down). Stav čítače po proběhnutí obou cyklů

$$N_c = f_0 (T_u - T_d)$$

Je zřejmé, že pro stejný výsledek jako nahoře stačí, aby $T = T_u - T_d$. Při dokonalé linearitě a spojitosti lze obousměrným čítačem přesně měřit i okamžitý kmitočet rozmitaného signálu, přičemž výsledek není závislý na zdvihu. Toho lze dosáhnout rozdělením měřicí periody do tří cyklů (up-stop-down), výhodných i z hlediska ovládání módu čítače, protože pak vychází potřebný poměr jednotlivých vzorkovacích časů 3:1:1. Podle grafu na obr. 64 bude počet impulsů, uložených do obousměrného čítače ať již při měření konstantního kmitočtu f_0 , nebo rozmitaného kmitočtu, který se v okamžiku startu měření (t_0) právě rovná f_0 , shodný s počtem impulsů, uložených do klasického čítače, čítajícího stabilní kmitočet f_0 po dobu T . Start měřicího cyklu lze odvodit z polohy pomocné kmitočtové značky na displeji, jednotlivé fáze od stabilního hodinového kmitočtu. Čítač po startu pracuje nejprve v módu up po dobu

$\frac{3T}{2}$, pak se na čas $\frac{T}{2}$ zastaví a nakonec po dobu $\frac{T}{2}$ čítá dolů. Displej indikuje kmitočet

signálu v okamžiku startu.

Uvažujme pro jednoduchost stabilní kmitočet 100 Hz, měřený klasickým čítačem po dobu 2 s. Potom $N_c = 200$. Počet impulsů, uložených do obousměrného čítače při stejném měření a za již uvedených podmínek je shodný: $N_c = 100(3-1) = 200$. V rozmitaném režimu se kmitočet signálu lineárně zvyšuje. Konečný stav čítače, tj. rozdíl počtu impulsů, uložených do čítače v první a odečtených ve třetí fázi měřicího cyklu, však není přírůstkem kmitočtu ovlivněn. Pro názorný příklad kompenzace vlivu rozmitání na indikovaný kmitočet bude lépe než rozvíjet signál do řady, volíme zdvih a určit počet impulsů s pomocí obr. 64. Předpokládejme, že čítač je startován při kmitočtu 100 Hz, v čase t_0 . Zvolme dále strmost kmitočtového přírůstku 20 Hz za časovou jednotku $\frac{T}{2}$. V čase t_1 bude

kmitočet $f_1 = 160$ Hz. Průměrný kmitočet intervalu, po který čítač pracuje v módu up, je potom $\frac{f_0 + f_1}{2} = 130$ Hz. Mezní kmitočty intervalu pro mód

down budou $f_2 = 180$, $f_3 = 200$ Hz. Průměrný kmitočet je potom 190 Hz. Stav čítače na konci měřicího cyklu je $N_c = 3 \cdot 130 - 190 = 200$.

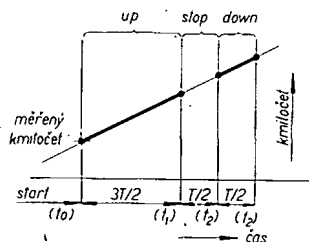
Čítače lze s výhodou budít kmitočtově dělenými signály, které bývají k dispozici ve smyčkách AFC.

Úrovněová oblast

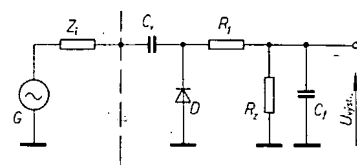
Číslicové měření úrovně signálů je u běžných rozmitačů dosud málo časté, je však potřebné. Jedním z důvodů je obtížné zajištění dynamiky, přesnosti a stability měření. Aby vůbec mohla být řeč o měření úrovně a dynamiky v širším rozsahu, je především nutno zajistit kvalitní detektory signálů.

Ke sledovaným parametrům patří:

1. rovná kmitočtová charakteristika v celém rozsahu sweeperu,
2. citlivost a stabilita, minimální drift,
3. dynamický rozsah a jeho linearita, minimální vnitřní šum,



Obr. 64. Digitální měření lineárně rozmitaného signálu obousměrným čítačem



Obr. 65. Běžné zapojení paralelního detektoru

4. vstupní impedance,
5. rychlost odezvy.

V detektory bývají zpravidla umístěny v detekčních sondách. Důvodů je několik, např. snaha potlačit vyzařování, parazitní vazby, zlepšit odstup měřeného signálu aj. Hlavní je však potřeba omezit vliv detektoru na měřený objekt (parazitní indukčnosti, kapacity). I dobře konstruovaná sonda má vstupní impedanci komplexního charakteru. Zvláště C_{st} může, při nevhodném navázání, zcela zkreslit výsledky měření. Stačí si uvědomit, že sonda o vstupní kapacitě 10 pF má na kmitočtu 100 MHz impedanci kolem 150 Ω . To je vzhledem k rozsahu vf rozmitačů velmi podstatné.

Detekční sondy jsou většinou pasivní, detekčním prvkem jsou diody, hrotové nebo Schottkyho.

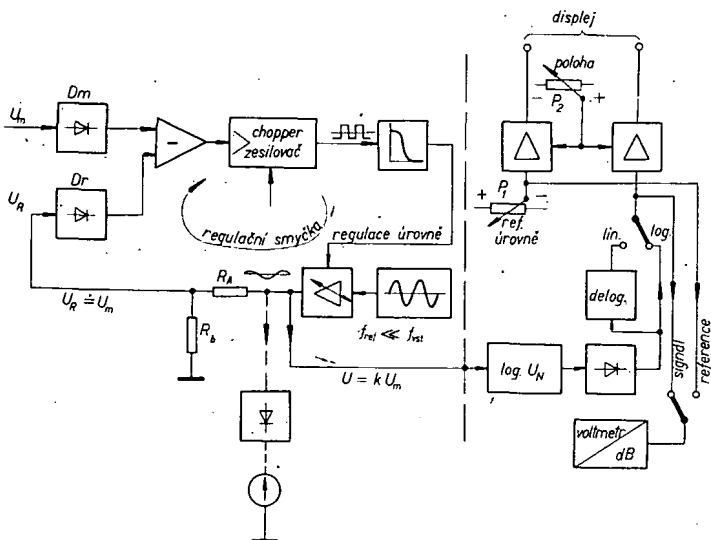
Na obr. 65 je typické zapojení detekční sondy, v praxi užívané nejčastěji. Jedná se o detektor paralelního typu, reagující výlučně na střídavou složku měřeného signálu. Jako v jiných zapojeních, i zde se projevuje nelineární charakteristika diodového ventilu. Detektor je lineární pouze při zpracování signálů větších než asi 0,4 V. Je-li $R_z \gg R_i$

a při $R_i C_i \gg \frac{1}{\omega}$ pracuje detektor přibližně

jako špičkový. Linearita bývá často kompenzována nuceným čelním proudem diody, což však vyhovuje pouze v omezeném rozsahu.

V oblasti velmi malých vstupních signálů (řádů mV) má charakteristika V/A diody kvadratický průběh. Ve speciálních případech lze této skutečnosti využít k lineárnímu převodu měřeného vf výkonu na ss napětí. Vstupní vf napětí jako funkci výkonu na konstantním zatěžovacím odporu lze definovat jako $U \approx \sqrt{PR}$, kvadratická převodní charakteristika detekce proto zavádí potřebnou inverzní korekci. Náhorněji: změnil-li se poměr vstupního výkonu čtyřikrát, změní se napětí na zatěžovacím odporu dvakrát. Detektor však reaguje čtyřnásobnou změnou ss výstupního napětí.

Mají-li detektory vlastnosti, o kterých jsme hovořili, jak lze dosáhnout dynamického rozsahu přes 60 dB, zcela běžného u moderních rozmitačů? Měřicí detektory se od jednoduché varianty na obr. 65 podstatně liší. Jedním z nejužívanějších je porovnávací zapojení (obr. 66). Sonda tvoří pouze část obvodu a obsahuje dva detektory. Jeden zpracovává měřený signál, druhý signál referenčního oscilátoru o zpravidla relativně nízkém kmitočtu. Výstupní signály obou detektorů je ovládan rozdílový zesilovač. Následující stupeň, napěťový zesilovač odchylky s velkým ziskem, pracuje obvykle v impulsním (chopper) režimu. Jeho výstupní napětí, po průchodu dolní propustí, je úměrné průměrné odchylce výstupní úrovně rozdílového zesilovače od nuly. Zesilovač ovládá amplitudu referenčního střídavého signálu, který je přes napěťový dělič zaváděn na referenční detektor. Tím je uzavřena regulační smyčka, korigovaná do ustáleného režimu, definovaného shodnými úrovněmi výstupů obou detektorů. I když je charakteristika diodového detektoru nelineární, je udržován konstantní poměr mezi napětími měřeného a referenčního signálu ($U_m : U_r = 1$). Amplituda referenčního signálu je proto lineárně úměrná měřenému signálu. Před napěťový dělič by díky značné úrovni mohl být zařazen detektor a tak využito levé části obr. 66 jako mVmetru s dynamikou asi 40 dB. Použití je



Obr. 66. Možné řešení měřicího detektoru

znovu omezeno praktickou využitelností lineárního režimu diody.

Uspořádání díky vyhodnocování poměru napětových úrovní a uložení obou detektorů v jedné sondě potlačuje i teplotní drift. K největším problémům praktického řešení patří konstrukce chopperu. Při zpracování malých signálů se výrazně zmenšuje zisk smyčky a tím i rychlost její odezvy, uplatňuje se vlastní šum ap. Posuvu měřeného rozsahu se dosahuje kalibrovacími děliči. Běžným příslušenstvím jsou i souosé sondy, umožňující přesně měřit na definovaných impedancích (např. 50, 75 Ω)

V poslední době se setkáváme i s aktivními sondami, jejichž předřazením k diodovému detektoru lze zmenšit vliv vstupní kapacity. Pro zajímavost je na obr. 67 naznačen princip aktivní sondy 1120 A. Vstupní impedance je asi 100 kΩ, kapacita 3 pF. Vstupní děliči může být impedance zvětšena až na 1 MΩ, vše vztaženo ke kmitočtu 100 MHz. Sonda je osazena hybridním zesilovačem s tranzistory FET na vstupech. Zesilovač je s hrotem sondy vázán kapacitně, stejně tak jeho výstup s propojovacím kabelem. Stejnou vazbu je však možno zavést přes odpor 100 kΩ do výstupního zesilovače, umístěného ve skřínce mimo sondu. V ss režimu je drift celého zapojení menší než ±0,2 mV/°C. Vnitřní šum sondy je asi 1,5 mV. Kmitočtový rozsah je v poloze přepínače st 1,5 kHz až 500 MHz, v ss poloze 0 až 500 MHz.

Vraťme se k obr. 66. U rozmitaných měření je třeba překrýt široký dynamický rozsah bez přepínání citlivosti. Možné řešení vyplývá z pravé strany schématu. Bude-li signál odebraný z referenčního zdroje nejprve logaritmován a teprve potom usměrněn, zlepši se značně linearita v oblasti malých úrovní signálu. Při strmosti logaritmické konverze např. 1 V/dek. se nelinearita detekce uplatňuje pouze v části nejnížší úrovně dekády. Konverze současně umožňuje znázornit úroveň měřeného signálu v dB. Ve schématu jsou dva shodné zesilovače, jejich výstupy lze společně podkládat ss složkou. Jeden zesilovač zpracovává měřený signál, druhý stejnosměrnou referenční úroveň, nastavitelnou potenciometrem. Na stínítku koincidenčního displeje je tak vytvářena měřená přenosová křivka a referenční úrovněová linie. Polohu linie vůči křivce lze libovolně upravovat potenciometrem P1, obě křivky lze posouvat ve vertikálním směru potenciometrem P2. Bude-li zisk obou zesilovačů regulován v přesném souběhu, je i při roztažení či kompresi zachována původní relace obou sledovaných průběhů.

K měření úrovně může být použit běžný digitální Vmetr. Při vhodném přizpůsobení k výstupu logaritmického převodníku je možná indikace přímo v dB, samozřejmě při

pomalém rozmitání. V opačné poloze přepínače je indikována úroveň, odpovídající poloze referenční stopy. Delogaritmováním měřeného signálu lze pak odvodit lineární měřítka, režim lin/log lze volit podle potřeby. Jednotlivé výstupy mohou být užity i externě.

Ke zlepšení přesnosti detekce se někdy používá modulovaný signál. Modulace moderních sweeperů je dobře možná prostřednictvím smyčky ALC.

Programovaná a automatizovaná měření

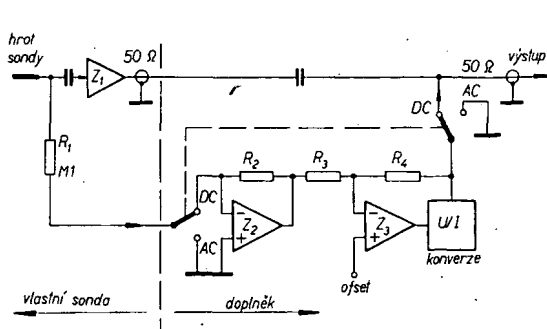
Měření přenosových funkcí kmitočtově rozmitaným signálem si udržela po několik desítek let prakticky neotřesitelné postavení. Ostrá konkurence se začala rýsovat teprve asi před dvěma až třemi lety. Již dříve bylo zřejmé, že řadu funkcí lze kvalitně zajistit a hlavně ovládat digitální cestou. Některé metody, např. digitální syntéza, filtrace aj. se používaly i v praxi, většinou však pouze v úzkém aplikačním rozsahu. Již tehdy se uvažovalo o možnosti spolupráce přístrojů měřicí soustavy na vyšší úrovni. Ukazovalo se, že většina rozhodujících obvodů v moderních přístrojích pracuje se značnou přesností, stabilitou, linearitou atd., a že je většinou ovládána analogově, napětově. Analogové funkce lze však ovládat převodníky D/A, analogové signály lze digitalizovat převodníky A/D ap. Nastupující rozvoj paměťových prvků dával tušit značné perspektivy. V té době byla v zahraničních časopisech řada úvah a prognóz, kam „to“ asi povede. Zvrat v situaci přivodil nedostatek rozmach malých a střední výpočetní techniky. Po řadě jednání vydala Mezinárodní elektrotechnická komise (IEC) soubor doporučení adresovaných světovým výrobcům pokud jde o technologické a filozofické stránky korespondenčního kanálu mezi jednotlivými přístroji a ovládacím zařízením. Bylo toho zapotřebí, protože některé firmy již začínaly v této oblasti pracovat, každá podle svého systému.

IEC – bus (sběrnice) se ujal. Umožňuje součinnost až 15 přístrojů a jejich ovládání počítačem. Měřicí sestava může být vytvářena programově, může být obměňována, měření může být automatizováno atd.

IEC – bus

Jedná se o digitální sběrnici, umožňující korespondenci mezi zúčastněnými přístroji na jedné, vstupními a výstupními zařízeními na druhé straně. Bus se skládá ze tří samostatných, ale spolupracujících vícebitových sběrnic.

Databus je obousměrná sedmi nebo osmi-



Obr. 67. Blokové schéma aktivní sondy HP 1120A, DC-ss, AC-st)

bitová sběrnice, přenášející všechny vstupní i výstupní informace, adresy a data. Signál se po databusu přenáší v paralelním tvaru (všechny bity současně). Užívá se kódu ASCII.

Druhých osm bitů tvoří jednosměrný tzv. řídicí bus. Jeho prostřednictvím je řízena a kontrolována korespondence databusu. Pětibit se užívá k řízení systémových funkcí. Informaci o tom, zda se jedná o adresování přístroje nebo přenos dat, dává signál ATN (attention). Signál IFC (interface clear) vrací systém do počátečního stavu, SRQ (service request) a EOI (end or identify) jsou signály, umožňující přerušit program. Signálem REN (remote enable) jsou přístroje uváděny do programového režimu. Časový sled přenosu dat je řízen zbývajícími třemi bity. Jsou to signály DAV (data valid), NDAC (not data accept) a NFRD (not ready for data). Těmito signály je upravován takový režim přenosu, který vždy akceptuje nejpomalejší z přístrojů. Z časového hlediska toto řešení není jistě optimální, má však velkou výhodu v tom, že uživatel se o časový sled přenosu dat nemusí starat. Libovolná kombinace přístrojů s IEC-busem si tok dat řídí sama.

Výkonnost a účinnost měřicí sestavy, ovládané IEC-busem, samozřejmě není závislá pouze na počtu zúčastněných přístrojů. Závisí také na počtu funkcí, které mají být ovládány a na užitém software. Z praktického hlediska je žádoucí, aby bylo sice měření co nejdokonalejší, aby však také bylo ovládání sestavy co nejjednodušší a uživatel se mohl soustředit především na vlastní měření. V poslední době lze sledovat postupný odklon od původní tendence – výroby jednoúčelových přístrojů s IEC-busem. Objevují se rozsáhlejší měřicí sestavy, vybavené vlastní, autonomní „inteligencí“. Té je dosahováno vestavěnou mikropočítačovou sestavou, řízenou mikroprocesorem. Sestavy bývají zaměřeny na určité obory měření. V autonomním režimu se dosahuje univerzálního využití přístrojů při přehledném ovládání. Data a ovládací signály se zavádějí prostřednictvím tlačítkového pole, výsledky indikují displeje. IEC-busem může být celá sestava navázána na rozsáhlejší pracoviště. Pak může být programování radikálně zjednodušeno. K tomu přispívají i speciální stolní kalkulátory, alfanumerické i grafické displeje, magnetické štítky a kazety, zapisovače ap.

V zásadě spadají do kategorie dálkově ovladatelných a programovatelných zařízení i přístroje, které nejsou orientovány přímo na IEC-bus. (Patří sem např. již zmíněný syntetizátor SSN, ovládaný v kódu BCD).

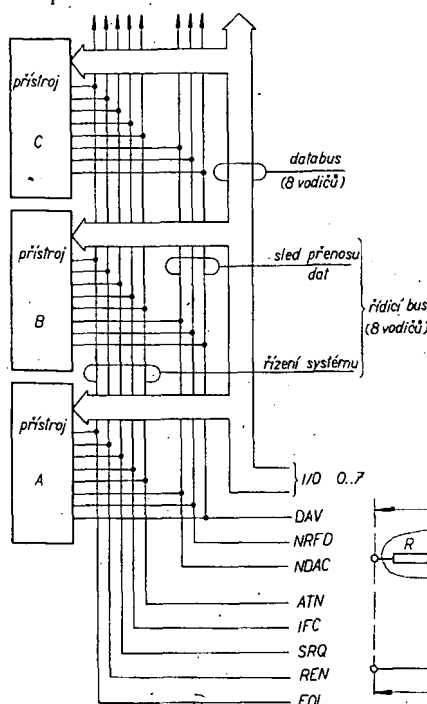
Vraťme se k využití sestavy vyššího řádu s IEC-busem. Jako typický příklad může být uvedeno pracoviště SMPU fy Rohde-Schwarz, určené pro měření přijímačů. Ovládání IEC-busu nevyžaduje specifický programovací jazyk. Konverzace je vedena

v kódu ASCII, programování spočívá v zadávání potřebných písmen a číslic. Stejně jsou vyjádřeny výsledky měření. Kompatibilita počítače s busem je zajišťována souborem speciálních povelů. Všechny ostatní příkazy (řízení sledu programu, zpracování měření...) mohou být vedeny v programovém jazyce užité počítačové sestavy. K SMPU je dodáván kalkulátor s displejem Tektronix 4051. Při programování SMPU je užito formy dialogu. Počítač volá všechna místa měřicí sestavy, registruje jednotlivá měření, výsledky předkládá ke kontrole. Tím je umožněna korekce programu, repetice se změnami parametry ap.

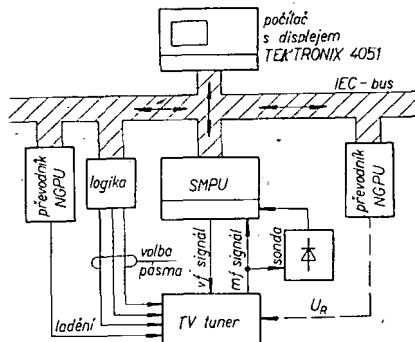
Dialog se rozvíjí na základě pevného programu. Uživatel při programování postupně odpovídá na dotazy počítače, čímž formuluje potřebný měřicí program. Užité systém se označuje jako samozaváděcí – auto load. Činnost probíhá ve čtyřech fázích: 1. sestavení programu, 2. kontrola programu, 3. oprava jednotlivých parametrů, 4. start programu. Jednotlivé etapy jsou rozlišeny číselným kódem.

Po vyvolání první programové fáze a stisku tlačítka Return se počítač ptá na základní parametry sestavy (kmitočtová oblast, způsob modulace...). Po odpovědi následují dotazy na typ měření. Uživatel vždy odpovídá Ne, až narazí na svůj případ. Odpoví Ano a počítač žádá bližší detaily. Následující dotazy jsou na časový průběh měření. Povel Stop může být program zastaven na příslušné adrese, povel Return znovu spustěn. Po příkazu Warte následuje dotaz na dobu čekání, po které má cyklus pokračovat. Užítím Sprung dochází k výpisu všech parametrů do libovolně zvoleného programového kroku. Dojde-li při programování k chybě, může být příkazem Neu příslušný krok opraven. Po ukončení programování příslušným tlačítkem je na displeji znovu znázorněna hlavička měření.

Vyvoláním druhé fáze jsou na displeji znázorněny instrukce a data vložené do počítače. Zjistí-li obsluha chybu, může ji opravit přechodem do třetí programové fáze. Až je vše v pořádku, může být startem programu zahájeno měření. Na displeji jsou potom znázorněny příslušné výsledky spolu s odpovídajícím textem. Je-li současně užito tiskárny, může být každé měření dokládáno měřicím protokolem.



Obr. 68. Organizace busu IEC



Obr. 69. Měření TV tuneru

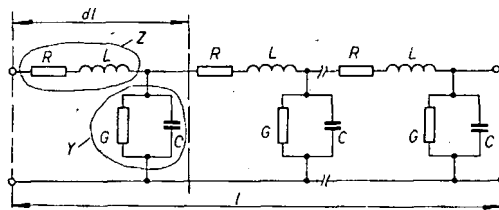
Pro představu o možnostech využití uvedeného pracoviště jediný příklad – automatické měření TV tuneru. Veškeré funkce, jako ladění vstupů, oscilátoru, regulace AGC i AFC jsou dnes u tunerů napětově řízeny. Sestava SMPU je schopna překrýt celý TV rozsah. Generátor SMPU v sestavě podle obr. 69 může programově generovat kmitočty, příslušné jednotlivým kanálům. Volbu pásma lze od IEC-busu odvodit jednoduchou logikou, převádějící povel počítače na stav spínačů. Přeladování tuneru zajišťuje programovatelný převodník D/A. R & S dodává s IEC-busem kompatibilní napětové a proudové zdroje NGPU. Tuner se tedy může ladit synchronně s přeladováním vf generátoru. Mezifrekvenční signál na výstupu tuneru je detekován a prostřednictvím SMPU digitalizována sejmutá charakteristika. Ke kmitočtové orientaci slouží čítač SMPU. Vedle protokolu o měření může displej indikovat i grafický průběh mf charakteristiky. Spolu s využitím druhého programovatelného převodníku lze u tuneru měřit zisk, regulaci, teplotní stabilitu, selektivitu, potlačení sousedních kanálů aj. Doba měření je závislá na rozsahu a hloubce analýzy jednotlivých funkcí. V [III-15] se uvádí, že pro měření v rozsahu výstupní kontroly výroby je asi 2 min.

Vf vedení, impedanční přizpůsobení

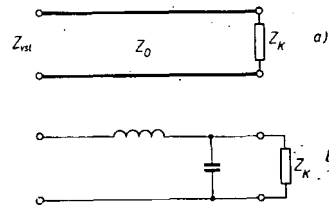
Když se vlnová délka signálu blíží rozměrům součástí a vedení nebo je větší ($l \approx \lambda$) a je nutno uvažovat dobu šíření signálu, chovají se jednotlivé prvky jako obvody s rozloženými parametry. Tak je tomu nejen při zpracování a přenosu vf a vlf kmitočtů, ale i např. v telefonii (dlouhá vedení).

Uvažme vf vedení, propojující zdroj signálu se zátěží, spotřebičem. Pro určitý přenosový režim je třeba definovat (a samozřejmě měřit) řadu vlastností sestavy, např. vliv Z_0 , Z_k na výkonový či jiný přenos. Jednotlivé impedance jsou komplexní a nepostizitelné výpočetními metodami, obvyklými pro oblast soustředěných parametrů.

Vf vedení si představujeme jako elektrický obvod s rozloženými parametry, obr. 70. U homogenních vedení jsou parametry na diferenciální jednotku délky shodné. Pomocí imitancí Z , Y lze stanovit charakteristickou impedanci



Obr. 70. Náhradní schéma vf vedení



Obr. 71. Vliv zátěže na vstupní impedanci vedení: schematické znázornění (a), analogie bezetrátového vedení (b)

$$Z_0 = \sqrt{\frac{Z}{Y}} = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} \quad (33);$$

kteřá je komplexního charakteru, kmitočtově závislá. Často se pro zjednodušení uvažuje bezetrátové vedení. Jako takové se přibližně chová i relativně krátké vedení. Vyloučením útlumu vedení (prvky R , G) se Z_0 stává reálné, kmitočtově nezávislé. Vlnový odpor

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}}.$$

Na krátkém vedení lze zjednodušeně demonstrovat tři charakteristické závislosti vstupní impedance vedení Z_{st} jako funkce zatěžovací impedance Z_k , viz obr. 71:

- při $Z_k \rightarrow 0$ se neuplatňuje příčná kapacita (obr. 71b); Z_{st} má indukční charakter. (Mezním případem je vedení nakrátko);
- Při $Z_k \rightarrow \infty$ se uplatňuje především vliv příčné kapacity; Z_{st} má charakter kapacitní. (Mezním případem je vedení naprázdno);
- při $Z_k = Z_0$ je vedení přizpůsobené, vlivy imaginárních složek se kompenzují; Z_{st} je reálného charakteru.

Toto rozdělení je nepřesné. U skutečných vedení je nutno uvažovat poměr elektrické délky vedení k vlnové délce signálu, laděné úseky ap. Nicméně, při uvažování komplexního charakteru jednotlivých imitancí vidíme, že dosáhnout jistého stupně přizpůsobení lze pouze v omezeném kmitočtovém rozsahu a že zpětně mírou přizpůsobení lze hodnotit konkrétní imitanci zkoumaného obvodu a její různé závislosti.

Při $Z_k = Z_0$ se signál formou přímé vlny šíří k zátěži, kde odevzdává svoji energii. Při $Z_k \neq Z_0$ se jistá část této energie na konci vedení odrazí a vrací zpět ke zdroji. Vznikají známé stojaté vlny, tvořené algebraickým součtem přímého a odraženého signálu.

U bezetrátového vedení lze určit poměr stojatých vln v libovolném úseku vedení jako poměr maxima a minima vzniklé superpozice,

$$S = \left| \frac{U_{\max}}{U_{\min}} \right| = \left| \frac{I_{\max}}{I_{\min}} \right|.$$

U běžných vedení komplikuje hodnocení útlum kabelu.

Častěji se vychází z hodnocení poměru přímého a odraženého signálu. Ze signálových nebo impedančních poměrů lze stanovit součinitel odrazu

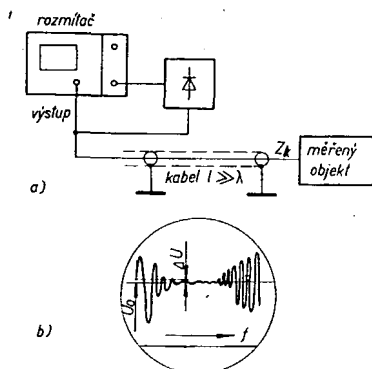
$$r = \frac{u_r}{u_p} = \frac{i_r}{i_p} = |\Gamma| e^{j\varphi} = \frac{Z_k - Z_0}{Z_k + Z_0} \quad (34),$$

kteřý je komplexní. Vyjádřeno v absolutní hodnotě

$$\rho = |\Gamma| = \frac{Z - 1}{Z + 1}, \quad Z = \frac{Z_k}{Z_0} \quad (35).$$

Při dokonalém přizpůsobení $\rho = 0$. Jiným absolutním měřítkem přizpůsobení je součinitel přizpůsobení m . Mezi S , ρ , m existují jednoduché převodní vztahy.

Přizpůsobení lze měřit rozmlítačem. Tím jsou i do této oblasti přesouvány výhody rozmlítaných měření.



Obr. 72. Měření s reflektometrickým kabelem (b – průběh na displeji)

Nejznámější měřicí metoda je založena na užití reflektometrického kabelu. Dlouhý kabel ($l \gg \lambda$) se připojí na výstup rozmlače a na konci se zatíží impedancí Z_k (obr. 72). Označíme-li signál přímé vlny na vstupu vedení jako $u_p = U \sin \omega t$, potom odraženou (zpětnou) vlnu ve stejném místě lze popsat jako $u_r = U \rho e^{-2a} \sin(\omega t + \tau)$, kde τ je doba zpoždění (průchod signálu na konec vedení a zpět), $2a$ určuje útlum kabelu pro odražený signál; a se udává v Np. Sonda, zapojená na výstup rozmlače, detekuje superpozici přímé a odražené vlny. Při velkém zdvihu rozmlačání bude na displeji průběh podobný obr. 72b. Oblast, v níž zvlněný impulsní průběh přechází do sinusového spolu s výrazným zmenšením amplitudy, je typická pro přizpůsobení. Pro jeho přesnější posouzení může být úpravou zdvihu a zisku křivka na stínítku roztažena. Bude-li $\rho < 10\%$, může být superpozice přímé a odražené vlny popsána jako

$$\Delta u = U \rho e^{-2a} \cos \omega \tau.$$

Perioda zvlnění křivky (interval odstupu minim či maxim na kmitočtové ose) je určena rovností $\Delta f = \frac{1}{\tau}$, protože $\cos 2\pi = 1$. Pro tento interval lze psát vzhledem k detekovanému signálu (obr. 72b) $\rho = \frac{\Delta u}{U} e^{2a}$, nebo

$$\rho = \frac{\Delta u}{U} 10^{\frac{2a}{20}},$$

je-li znám útlum kabelu a v dB. Nedostatkem metody je velmi malý rozkmit Δu v oblasti přibližného přizpůsobení, ztěžující přesné čtení ze stínítka. Při užití citlivého úrovnňového displeje (dB) určíme absolutní poměr z rovnice

$$\frac{\Delta u}{U} = 10^{\frac{\Delta u[\text{dB}]}{20}},$$

roku 1 dB odpovídá $\rho \approx 12\%$ při nulovém útlumu kabelu. Stejně hodnoty bude dosaženo při naměřeném odstupu 0,5 dB, bude-li $2a = 6$ dB, což se blíží praktické situaci. Podíl útlumu kabelu, který je kmitočtově závislý, na vyjádření činitele odrazu, je druhým nedostatkem metody. V souhrnu je obtížné měřit činitele ρ v rozsahu větším než 2 až 10 %. Přesnost je částečně zlepšována sledováním intervalu několika maxim, spadajících do přizpůsobované oblasti. Podobně se určuje neznámá délka vedení, podle polohy minima se nastavují přizpůsobovací nebo symetrizační vedení aj. Reflektometrické metody se užívají až do rozsahu 1 GHz.

Stále častěji se, nejen u impedančních měření, užívá směrových vazebních článků. Jejich velkou předností je možnost směrového vyvážení signálu. V podstatě se jedná o vlny vedení, vázané mezi sebou tak, aby signál, přiváděný na vstupní svorku 1 (obr. 73a) byl vedením propojen přímo se zátěží na svorce 2. Přímá i odražená vlna se tedy šíří jako na běžném vedení. Výstup na svorku 4 je však

směrový, vyvazuje energetický podíl signálu, odražený od zátěže. Článek má v určitém kmitočtovém pásmu pro přímý signál prakticky konstantní útlum, např. 3 dB. Výstup 3 se zatěžuje absorpčním odporem R_a , rozptylujícím polovinu výkonu v zdroji. Impedance směrového článku samozřejmě musí odpovídat impedanci zdroje a měřeného objektu. Princip lépe vysvětluje obr. 73b.

Sledujeme využití vazebního členu k měření činitele odrazu. K vyvážení odražené vlny slouží svorka 4. Opět je výhodný displej s úrovnňovým měřítkem (dB). Při rozpojení měřicím výstupu je zpětný útlum 0 dB, což umožňuje kalibraci. Po připojení může být změřen zpětný útlum a_r [dB], např. využitím úrovnňové linie koincidenčního displeje. Činitel odrazu

$$\rho [\%] = 10^{\frac{40 - a_r}{20}}.$$

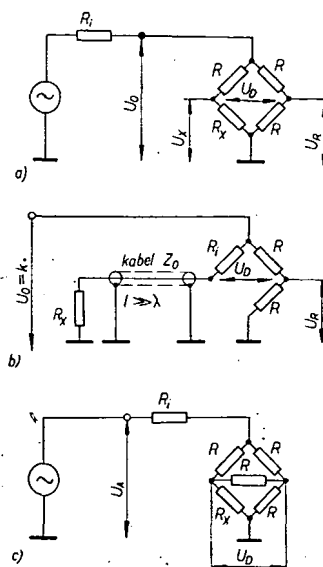
U směrových článků se dosahuje izolace přenosu v nežádoucím směru lepší než 40 dB. Měření jsou relativně přesná, umožňují zjistit ρ kolem 1 %. Nedostatkem je poměrná selektivnost vazebních členů, omezující měření na rozsah o málo větší, než kmitočtová oktáva. Širokopásmovější aplikace jsou proto možné především v vyšších kmitočtových oblastech.

Kompromis mezi parametry, kmitočtovým rozsahem a cenou tvoří reflektometrické můstky. Umožňují přesná a širokopásmová měření i v oblasti relativně nízkých kmitočtů (< 1 MHz). Zjednodušeně mohou být přirovnány k Wheatstoneovu můstku, v němž zatěžovací impedance tvoří část jedné jeho větve. Napětí U_D vyjadřuje míru vyvážení můstku, čili přizpůsobení obvodu. Uvažujeme nejprve jednotlivé obvodové prvky jako reálné. Pro zapojení obr. 74a je

$$U_D = \frac{U_0}{2} \rho, \quad \rho = \left| \frac{R_x - R}{R_x + R} \right| \quad (36).$$

Vztahy platí pro konstantní U_0 . Toto napětí se však mění s rozvážením můstku, protože R_x ovlivňuje jeho vstupní odpor. Při užití regulační smyčky se může U_0 blížit konstantě. Z hlediska zátěže pak může být odvozeno náhradní schéma, v němž je přes vnitřní odpor můstku R_i a dlouhý kabel napájena vlastní zátěž R_x .

Jednotlivé impedance kromě R jsou ve skutečnosti komplexního charakteru, podobně jako svorková napětí. Poměry na můstku jsou závislé na charakteru zátěže. Situaci názorně přirovnává G. Ebersberger v [III-17] ke komplexním poměrům na klasickém článku RL nebo RC (obr. 75). V mezním případě, při čistě imaginárním charakteru zátěže (L nebo C), kterému na



Obr. 74. Reflektometrické můstky: princip (a), pohled ze strany zátěže (b), můstek s úhlopříčkou s malou impedancí (c)

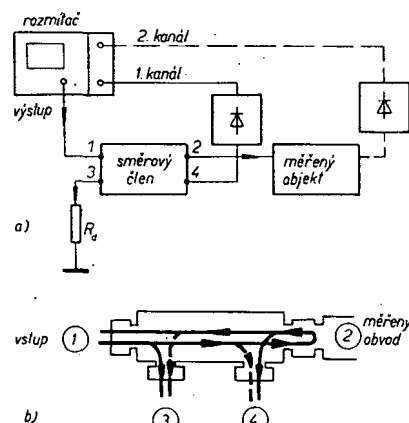
můstku odpovídá výstup měřicího kabelu naprázdno, se vektor U_D pohybuje po kružnici o průměru U_0 (na obr. 75b čárkovaně). Jeho amplituda je konstantní, úhel se mění podle charakteru zátěže (L , C), tedy podle délky kabelu vzhledem k vlnové délce měřeného signálu. Detekční sonda snímá absolutní hodnotu U_D , která je v tomto případě rovna U_R . Činitel odrazu ρ z (36) je tedy 100 %, zpětný útlum 0 dB.

Bude-li zátěž tvořena reálnou i imaginární složkou, mění se U_D v závislosti na imaginární složce znovu od nuly do určitého maxima, nedosáhne však mezní velikosti U_0 , ale

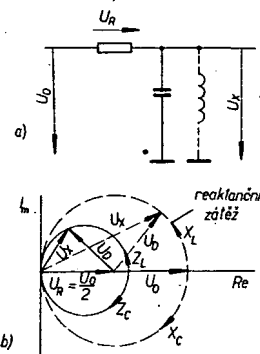
$$U_0 \frac{R_x}{R_i + R_x}.$$

Koncový bod vektoru U_x opisuje kružnici o jiném, menším průměru, proto se mění velikost U_D . Pro zkrat na výstupu je situace stejná jako při jalové zátěži – průměr kruhu se blíží k U_0 , U_D se blíží k $\frac{U_0}{2}$. Přibližného vykompenzování se dosáhne přizpůsobením zátěže $R_x = R_i$, potom je můstek vyvážen, $U_x = U_R$, tedy $U_D = 0$.

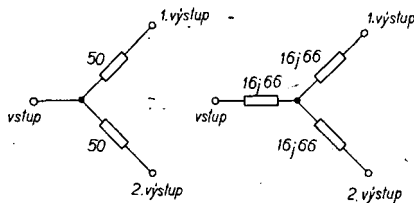
Určitým problémem je jak požadavek regulace $U_0 \rightarrow k$ z hlediska připojení můstku k běžnému rozmlači, tak nutnost použít symetrickou měřicí sondu s velkou impedancí. U Polyskopu IV se používá můstek podle



Obr. 73. Směrový vazební člen: využití směrového vazebního členu při reflektometrickém měření (a), princip vazebního a směrového jevu (b)



Obr. 75. K poměrům na reflektometrickém můstku z hlediska zátěže: zjednodušené srovnání komplexních poměrů na můstku (a), grafické znázornění (b)



Obr. 76. Základní varianty děličů (podle způsobu zapojení mají rozdílné vlastnosti. Činitelé odrazu i útlupy se vyjadřují parametry S)

obr. 74c, napájený přímo výstupem sweeperu. Výstupní napětí $U_D = \frac{U_A}{8} \rho$ je o 6 dB menší než u předchozí varianty. Výhodou je možnost připojit měřicí sondu přes symetri-zační člen.

Přesnost všech tří metod je založena na předpokladu, že měřená impedance se chová jako pasivní. Rozmítací s několika měřicími vstupy umožňuje měřit současně přírůso-berní i přenos. Průchozí signál čtyřpólu, u něhož se sleduje přírůso-berní vstupní impedance, může být zpracován druhým měřicím kanálem (obr. 73).

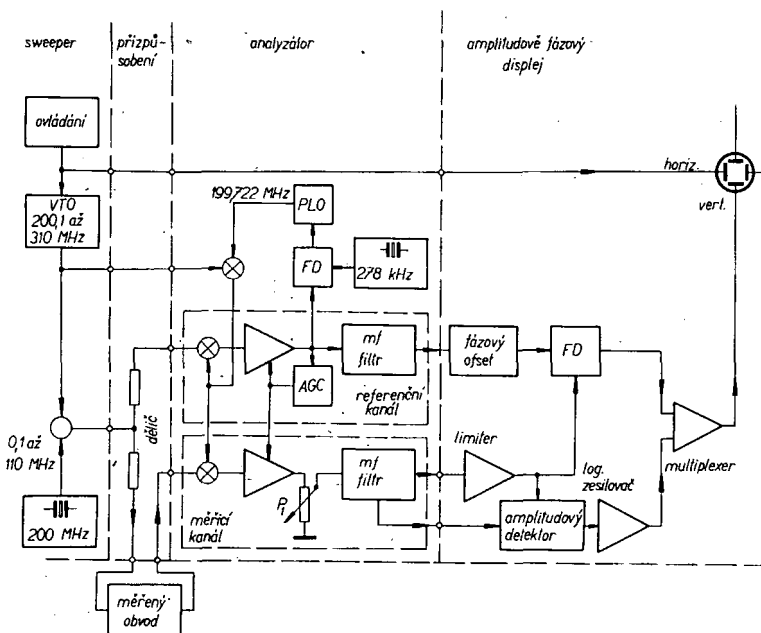
Pro další potřebu si všimněme ještě výko-nových rozbočnic (power splitters). Jsou to jednoduché 2 nebo 3 odporové články, umožňující širokopásmové rozbočení signálu do dvou kanálů, obvykle měřicího a referenč-ního. Přitom se nesmí signály výrazněji ovliv-ňovat (přenos, přírůso-berní). Splitters jsou pasivní, mají určitý útlum – většinou

$$\frac{P_{\text{vst}}}{P_{\text{vst}}} = -6 \text{ dB (obr. 76)}.$$

Analyzátory komplexních přenosových a imitancních parametrů

Rozmítací s příslušnými doplňky dovolují měřit absolutní hodnoty přenosu či imitance v závislosti na kmitočtu. K přesnému určení vlastností a chování objektu v určité kmito-čtové oblasti nemusí tato informace vždy postačit. Často je třeba znát také příslušný fázový úhel u přenosových měření; obdobnou informaci při imitancních měřeních poskytuje znalost reálné a imaginární složky.

Základním problémem je vyhodnocení naznačené dvojice parametrů. Klasické detekce reagující na absolutní hodnotu (mo-dul) přenosu použít nelze. Komplexní měření jsou vždy poměrová – srovnávají se amplitu-dy a fáze měřeného a referenčního signálu. Je celkem lhostejné (až na vyhodnocení), je-li měřen signál průchozí či odražený. V obou případech musí být vhodné vyvázaný měřená i referenční složka. Právě zde se uplatňují splitters, směrové články a můstky. Je dále logické, že měřit fázové poměry v oblasti vyšších kmitočtů přímo je prakticky ne-možné. Měřený i referenční signál jsou vždy kmitočtové konvertovány směrem dolů, do oblasti asi desítek až stovek kHz. Princip můžeme přirovnat k činnosti smě-šovacího přijímače, laděného v souběhu se sweeperem. Mezifrekvenční signál však musí na rozdíl od běžného přijímače obsaho-vat původní amplitudové i fázové vztahy měřicího a referenčního signálu. K tomu se užívá synchronních směšovaců, oscilační in-jekce se odvozuje od smyčky fázového závě-su ap. Odstup s/s na vstupech amplitudového a fázového detektoru zlepšuje selektivita mf filtrů.



Obr. 77. Blokové schéma analyzátoru HP 8407A s displejem 8412A

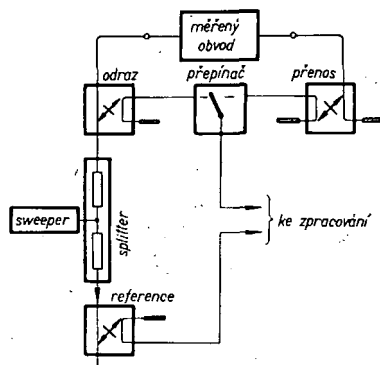
Princip komplexního analyzátoru si uká-žeme nejlépe přímo na schématu (obr. 77) továrního výrobku HP 8407A. Jako zdroj rozmítaného signálu slouží sweeper 8601A. Analyzátor tvoří základní část sestavy, u níž může být obměňován způsob grafického znázornění výsledků formou výměnných zá-suvek. Při vložení displeje 8412A je simul-tánně znázorněna přenosová amplitudová a fázová charakteristika. Polárního displeje 8414A se užívá ke znázornění imitancních parametrů.

Zde budeme uvažovat pouze sestavu s displejem 8412A. Rozmítaný vf signál je splitterem rozbočen do dvou složek. Jeden signál je veden do referenčního, druhý do měřicího kanálu analyzátoru. Vazebními členy je upravován vztah obou signálů s ohle-dem na způsob měření. V každém případě je signál zaváděn na vstup měřicího kanálu ovlivněn měřeným objektem.

Na obr. 78 je bez vztahu k uvažovanému systému naznačena možnost vyvázaní referenčního, průchozího i odraženého signálu trojicí směrových vazeb-ních členů. Volba přenosový/reflexní režim je ovlá-dána přepínačem. Při užití přepínacích diod lze režim měnit v sekvenčním sledu.

Sweeper 8601 A může být rozmítán v roz-sahu 0,1 až 110 MHz. Přírný zdroj, VTO, je přitom synchronně rozlaďován s odstupem 200 MHz. Jeho rozsah přeladění je tedy 200,1 až 310 MHz.

Signály na vstupech obou kanálů jsou směšovány se signálem o 278 kHz vyšším, než jaký má měřený signál. Mf kmitočet je



Obr. 78. Náznak souběžného „vyvázaní“ re-ferenčního přenosového a odraženého signálu

proto vždy 278 kHz. Ke směšování se užívá 200 MHz ofsetu VTO. Pro zachování fázo-vých poměrů na výstupech směšovaců je užito smyčky AFS v obvodu místního oscilátoru. Fázový detektor porovnává posuv mezi signálem krystalového oscilátora, definujícího mf kmitočet, a ovládanou veličinou, signálem mf kmitočtu na výstupu referenčního směšovače. Protože ofset me-zi vf referenčním signálem (např. 100 MHz) a VTO (300 MHz) je vždy 200 MHz, musí být výstup oscilátoru fázového závěsu, sloužící jako injekce synchronních smě-šovaců, roven $200 \text{ MHz} - 278 \text{ kHz} = 199,722 \text{ MHz}$. Selektivita mf filtrů spolu s vlastnostmi užitých detektorů určují potlačení vstupního šumu o asi 40 dB vůči klasické, širokopásmové detekci. Regulaci zisku obou kanálů je udržována, konstantní úroveň referenčního mf signá-lu při zachování původních relací obou kanálů.

Za mf filtry následují příslušné detekční obvody. Ty se nacházejí již v displejových jednotkách. Uvažujeme zpracování signálu pro displej 8412A. Měřicí mf signál je co do amplitudy a fáze ovlivněn průchodem měř-ným objektem. Oboji jednoznačně postihuje vztah vůči referenčnímu signálu. Relativně nízkého mf kmitočtu je s výhodou užito k amplitudové detekci spínacím detektorem. Tak lze dosáhnout velké linearit. Nf signál je upraven logaritmickým převodníkem do úrovněového měřítka a přes multiplexer při-váděn na vstup Y rozkladu displeje. Defino-vaného fázového ofsetu mezi referenčním a měřicím mf signálem je plně užito při zpracování fázové charakteristiky. Fázový detektor pracuje na principu popsaném v kap. II. Stabilní mf kmitočet navzdory rozmítanému měření celé řešení značně zjed-nodňuje. Vyhodnocuje se posuv mezi prů-chody referenčního a měřeného signálu nulovo-urní. Fázový ofset obou signálů je možno upravovat nepřímou cestou, amplitu-dovým posuvem reference na vstupu detek-toru. Pro zajištění stability je užito zpětnova-zební regulace. Výstup fázového detektoru je opět veden na multiplexer, proto lze zobrazit přenosové amplitudové či fázové charakte-ristiky, popř. obě současně. Úrovněový dyna-mický rozsah analyzátoru je 80 dB, mezní rozlišení 0,05 dB. Fázový rozsah je $\pm 180^\circ$, rozlišení $0,2^\circ$.

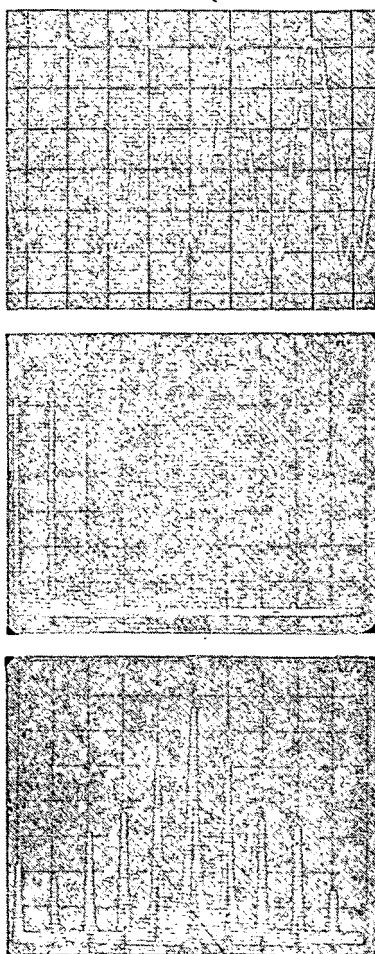
Zamyslíme-li se nad způsobem zobrazení, bylo by jistě užitečné, kdyby i kmitočtová osa mohla být kalibrována v log. měřítku. Potom by vzájemná

korespondence A, φ v pravoúhlých grafických souřadnicích pro velké zdvihy ideálně navazovala na kritéria stability podle Bodeho. Této možnosti se využívá v většině současných výrobků.

IV. Spektrální analyzátoři

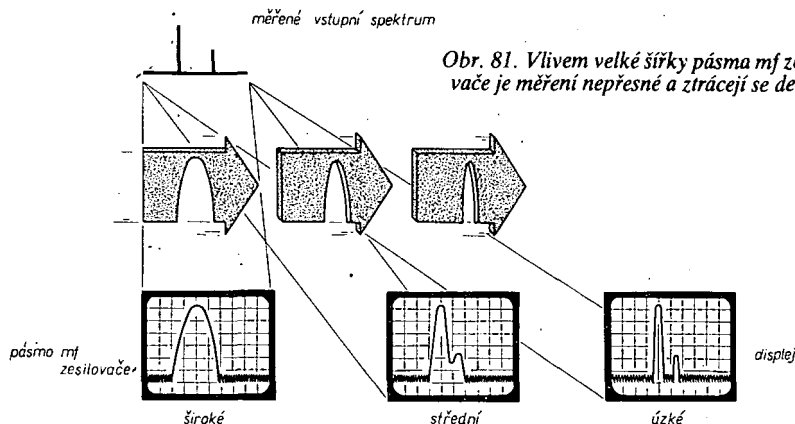
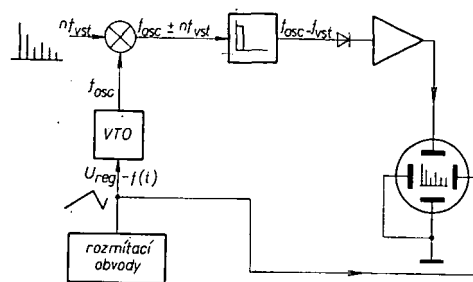
Na řadu problémů je vhodnější pohled z jiného hlediska, než jaké jsme dosud zaujímal. Myslím, že dobrou představu je možno získat z úvodních kapitol. Uvedme názorný příklad: budeme chtít vyšetřovat správnost činnosti oscilátoru přijímače. Víme, že pro minimální obsah nežádoucích směšovacích produktů, kmitočtovou stabilitu ap. je vhodným kritériem minimální zkreslení oscilačního signálu. Nejběžnějším postupem je dosud sledování časového rozvoje signálu osciloskopem. Pro přesnější práci je nutno měřit podíl vyšších harmonických selektivním voltmetrem. To je možné při určitém kmitočtu. Podobně při měření zkreslení zesilovače zjišťujeme amplitudy harmonických při určitém kmitočtu a režimu zesilovače. Jakákoliv změna vyžaduje opakovat celé měření. Uvážíme-li vlivy obvodových nelinearit, vidíme, že diskrétní měřicí metody jsou časově náročné.

Při těchto měřeních vlastně vyšetřujeme amplitudy spektrálních složek periodického impulsního signálu. Spektrální analyzátoři tuto činnost automatizují, výsledky jsou graficky znázorněny rozvinutím podle kmitočtové osy displeje. Kvalitativní rozdíl v obou rovinách ilustrují obr. 79a, b. Tak lze měřit řadu dalších, jinak těžko postižitelných parametrů, jako vnitřní šum, kmitočtový drift,



Obr. 79.

Obr. 80. Princip spektrálního analyzátoru



parazitní oscilace oscilátorů a zesilovačů, ale i nelineární obvody, viz např. modulátory, směšovače, detektory. Na obr. 79c je pro ukázkou znázorněno spektrum 300 MHz signálu, amplitudově modulovaného kmitočtem 10 kHz, hloubka modulační 80 %. Spektrální čáry na stínítku jsou kalibrovány s odstupem 10 kHz. Je jasné vidět harmonické zkreslení a parazitní modulaci FM (postranní pásma nejsou symetrická).

V podobných ukázkách by bylo možno dlouho pokračovat, výhody automatizovaného spektrálního měření však jsou zcela zřejmé. Navíc kombinací s přístroji, popisovanými v předchozích kapitolách, vzniká pracoviště, umožňující rychle a přesně postihovat vzájemné návaznosti mezi kmitočtovou a časovou rovinou, operativně volit optimální měřicí metody. Nás však zajímá jiná otázka: Jaký je princip spektrálního analyzátoru?

Jedná se vlastně o laditelný směšovací přijímač (selektivní voltmetr), doplněný obvody automatického přeladování (rozmitání) a grafického znázornění výsledků (obráz. 80). Měřený periodický signál, tvořený lineární superpozicí harmonických složek mf_{st} , se směšuje s harmonickým signálem f_{osc} z VTO, rozmitaného synchronně s horizontálním rozkladem displeje. Na výstupu směšovače se v závislosti na spektrálním obsahu měřeného signálu objevují složky

$$f_{vst} = f_{osc} \pm mf_{st} \quad (m = 1, 2, 3 \dots x).$$

Zařadíme-li na výstup směšovače ideální dolní kmitočtovou propust o šířce pásma blížící se k nule, naměříme na jejím výstupu nějaký signál pouze tehdy, bude-li $f_{osc} = f_{vst}$. Protože VTO může být rozmitán v širokém rozsahu, dochází k této situaci postupně při kmitočtech, odpovídajících jednotlivým harmonickým složkám měřeného signálu. Jednotlivé spektrální čáry jsou během rozmitacího cyklu znázorněny na displeji. Princip je tedy opět jednoduchý, praxe podstatně složitější. Aby měření bylo přesné, musí být lineární nejen rozmitání (poloha spektrálních čar), ale také přenos selektivního přijímače (amplitudy čar). Musí být dokonale potlačeny nežádoucí směšovací produkty, aby nebyly indikovány falešné signály. Extrémní požadavky jsou na stabilitu a minimální fázový šum oscilátoru. Jedním z největších problémů je selektivita, již je třeba v MF kanálu dosáhnout. Je logické, že např. ideální dolní propust, jakou jsme uvažovali, není možno realizovat. Odstoupit od pož-

navku jakostní propusti by znamenalo zhoršit rozlišovací schopnost měření. Uplatňují se i činitele, jimiž jsme se zabývali v jiných souvislostech. Koncepce spektrálních analyzátorů se mění podle kmitočtového oboru, pro který jsou určeny atd.

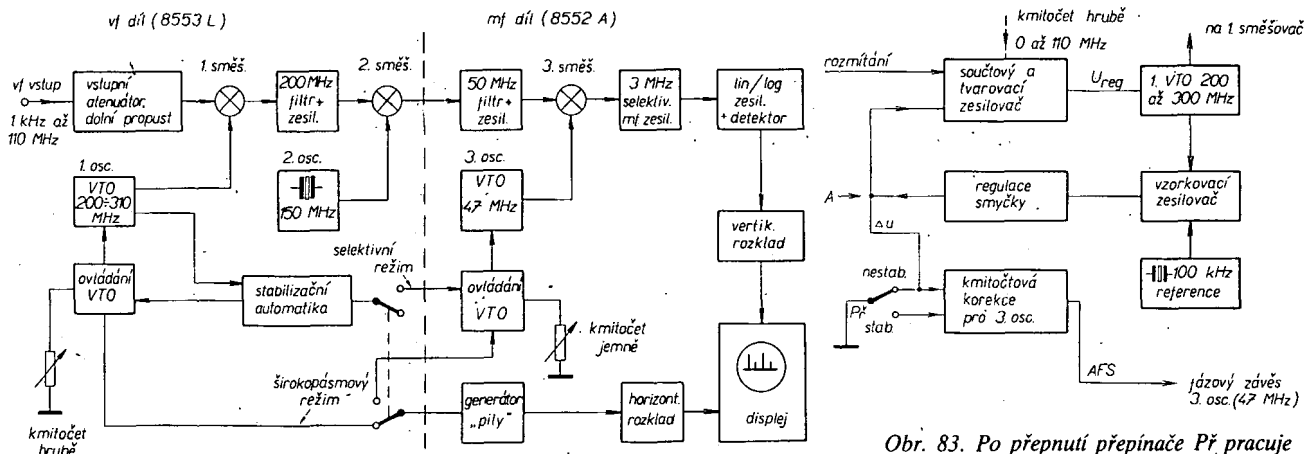
Selektivita MF zesilovače musí být řešena společně s požadavkem širokého rozsahu přeladění a vysokého potlačení nežádoucích směšovacích produktů. Vše je, zvláště u VF analyzátorů, řešeno vícenásobnou kmitočtovou konverzí. První směšovač obvykle kmitočtově konvertuje vstupní signál směrem nahoru. To je výhodné z hlediska účinnosti technicky dosažitelné selektivity prvního MF filtru (potlačení nežádoucích produktů). Protože je nutná i velká absolutní selektivita (rozlišení spektrálních čar), konvertuje se signál znovu dolů, do oblasti relativně nízkých kmitočtů ($B \approx \frac{f_0}{Q}$). Selektivita je ovlá-

dána řízením šířky pásma druhého MF zesilovače. Vliv vícenásobné konverze a odpovídajícího zlepšování selektivity je často přirovnáván k záznamu ostrých detailů přes pohyblivé okénko, obr. 81. Čím užší okénko, tím více detailů je rozlišeno.

Místo dlouhých rozborů si opět uveďme orientační ukázkou konstrukci, vybrané tak, aby v souhrnu postihly podstatné problémy a jejich řešení.

Příklad řešení VF analyzátoru

Sestava HP 8553 L (VF díl) a 8552 A (MF díl) s vhodným displejem je určena pro rozsah 1 kHz až 110 MHz. Měřený signál se zavádí přes vstupní attenuátor a dolní propust (0 až 110 MHz) na první směšovač, obr. 82. Směšováním s rozmitaným signálem VTO, 200 až 310 MHz je vytvářen prvotní „vzorek“ signálu o kmitočtu 200 MHz. Po průchodu filtrem (potlačení vyšších směšovacích produktů) a zesílení se signál znovu směšuje, tentokrát se signálem krystalového oscilátoru 150 MHz. Směšovací produkt 50 MHz se zavádí do MF dílu. Zde opět prochází selektivním filtrem. Po zesílení je signál směšován potřetí, konečný MF kmitočet je 3 MHz. Třetí



Obr. 82. Blokové schéma spektrálního analyzátoru s trojnásobnou kmitočtovou konverzí

oscilátor pracuje v základním, širokopásmovém režimu analyzátoru na kmitočtu 47 MHz. Mf zesilovač má velký, nastavitelný a kalibrovatelný zisk a selektivitu. Urovňovací mód se upravuje (lin/log) před vlastní detekcí. Princip jsme již popsali (obr. 41). Detekovaný signál je zpracován vstupem Y displeje.

Trojnásobná kmitočtová konverze je výhodná také k úpravě režimů analyzátoru. Na druhé straně může zavádět negativní vlivy – vlastní směšovací produkty, fázový šum, kmitočtové nestability a drifty, ty musí být maximálně potlačeny. Prvním opatřením je pečlivá volba jednotlivých oscilačních kmitočtů vzhledem k měřicímu rozsahu.

Pro širokopásmovou analýzu (50 kHz/dílek až 10 MHz/dílek) se využívá rozmitání prvního VTO. Selektivní analýze slouží rozmitání třetího oscilátoru (200 Hz/dílek ... 10 kHz/dílek).

První VTO je zapojen podobně jako VTO na obr. 56. Má malý vnitřní šum a dobrou stabilitu. Ovládací napětí je zpracováno OZ s malým šumem. Nelineární síť je prvotně upravována linearita rozmitací charakteristiky. Stabilitou vyhovuje VTO při selektivitách mf filtru až asi do 1 kHz; jinak se užívá fázového závěsu prvního VTO s referenčním signálem 100 kHz (obr. 83). V tomto, stabilizovaném režimu, je v činnosti AFS smyčka. Ovládací zesilovač posouvá kmitočet VTO, až dosáhne přesně nejbližší harmonické referenčního signálu 100 kHz. V bodu A je pak vzhledem k nestabilizovanému režimu určité chybové napětí Δu , proporcionálně zavedenému kmitočtovému offsetu. Toto napětí se jako kompenzační zavádí na VTO 47 MHz, kde způsobí odpovídající kmitočtový posuv. Proto se poloha stopy na displeji při přechodu do stabilizovaného režimu nezmění. Stabilizace se užívá pouze při selektivní analýze, kdy je rozmitán třetí oscilátor a první pracuje na pevném kmitočtu (v závěsu na referenčním signálu 100 kHz).

Vlastní selektivita je soustředěna v posledním mf zesilovači. Může být voleno devět kalibrovaných šířek pásma, definovaných řadou krystalových filtrů LC. Jejich volba se ovládá diodovými spínači a jazyčkovými relé. Nejširší pásmo je určeno pevným filtrem 300 kHz na vstupu. Filtry LC se dále používají pro šířky pásma 100, 30 a 10 kHz. Jeden takový typický stupeň je na obr. 84. Zpětnovazební síť zesilovače kompenzuje vlastní ztráty obvodu LC a činí jej zdánlivě ideálním. Proto zisk v rezonanci je téměř nezávislý na nastavené šířce pásma. Šířka pásma se ovládá změnou vstupního odporu zdroje signálu.

U tří krystalových filtrů (obr. 85) s velkým Q je užito kaskády zesilovačů s nepatrnou výstupní impedancí. Zisk v rezonanci je opět nezávislý na šířce pásma. Napětový zesilovač se ziskem 1 kompenzuje paralelní kapacitou krystalu. Šířka pásma se ovládá změnou R; celkovou šířku pásma pro třístupňový krystalový filtr lze nastavit v mezích 3 kHz až 50 Hz.

Zisk mf zesilovače je ovládán a stabilizován zpětnovazební smyčkou.

Jednoznačnost měření, spojená s potřebou správného nastavení jednotlivých funkčních celků vzhledem k režimu spektrální analýzy je dosud určitým problémem (namátkou – vztah mezi kmitočtovým oborem, rychlostí analýzy – rozmitání – a šířkou pásma mf kanálu). Nakonec ani např. analogová řešení konverze do nelineárních souřadnic (kmitočet, dB) není z hlediska stability a vzájemných převodů ideální. Současná doba je ve znamení nástupu mikroprocesorů a mikropočítačových souborů také do této oblasti. Jednu z prvních aplikací představuje zásuvka spektrálního analyzátoru 7L5, vybavená mikroprocesorem a určená pro známou řadu osciloskopů Tektronix 7000.

Mikroprocesory se používají jak pro ovládání a vzájemnou koordinaci jednotlivých bloků, tak zvláště pro vzájemné převody měřitek (lin, dB, dBm). Měřicí kmitočet je odvozován kmitočtovou syntézou a indikován v poloze, intenzifikované na stínítku jasným bodem, šestimístným číslem.

Kmitočtové přeladování není spojitě, probíhá v krocích po 10 kHz nebo 250 Hz. Digitálně indikovaná je ještě referenční úroveň (lin/log), šířka pásma a kmitočtový zdvih – vše na horním okraji stínítka. Rychlost rozmitání jako funkce kmitočtového zdvihu může být upravována automaticky. Pomocí vnitřní paměti mohou být realizována srovnávací měření.

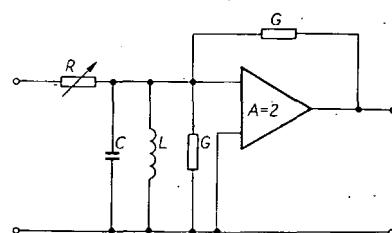
Zde stojí mikropočítač teprve na prahu svého uplatnění. Protože se touto problematikou nemůžeme podrobně zabývat, vybral jsem alespoň jako ukázkou nf analyzátor HP 3580A, který používá pro spektrální analýzu v nf rozsahu paměť RAM.

Příklad řešení nf analyzátoru

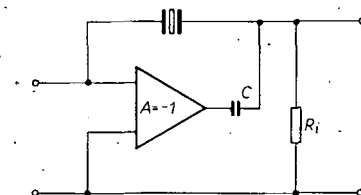
Analýzátor je určen pro rozsah 5 Hz až 50 kHz. Je myslím zajímavé sledovat, jak se jeho konstruktéři vyrovnali s problémem potřebné selektivty, rozmitáním, displejem ap. Na řadu problémů jsme si již vytvořili názor v kapitole, věnované nf rozmitacím. Uvedený analyzátor se významně uplatňuje zvláště ve fyzikálních měřeních – mechanika, vibrace, akustika ...

Minimální šířka pásma je 1 (!) Hz při šumové úrovni menší než 30 nV. Na rozdíl od

Obr. 83. Po přepnutí přepínače Př pracuje první VTO na harmonické kmitočtu referenčního signálu 100 kHz. Kmitočtová odchylka se přenáší na VTO 47 MHz



Obr. 84. Filtry LC se používají pro šířku pásma 100, 30 a 10 kHz mf zesilovače 3 MHz. Zpětnovazební zesilovač kompenzuje ztráty rezonančního obvodu, vyjádřené ve schématu vodivostí G

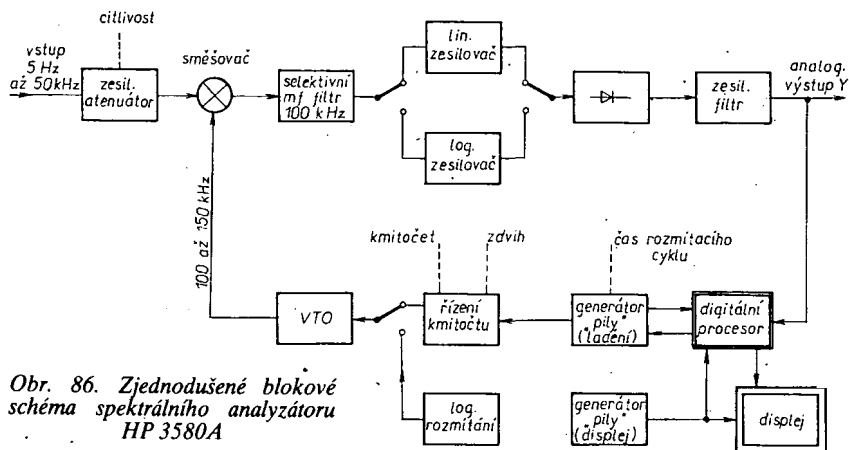


Obr. 85. Krystalové filtry se používají pro šířky pásma 3, 1, 0, 3, 0,1 kHz a 50 Hz. Zesilovač „vyvažuje“ paralelní kapacitní složku krystalu

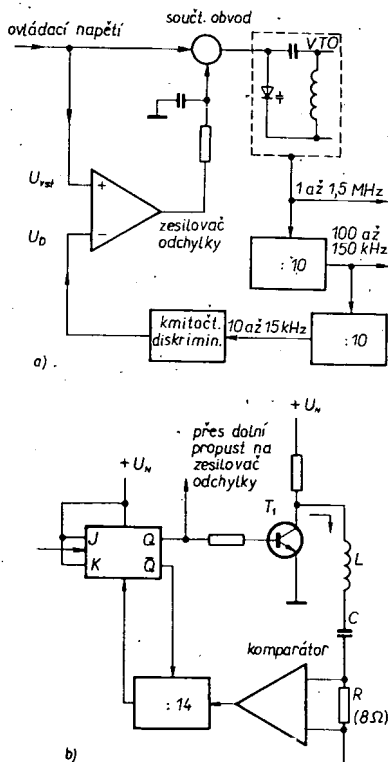
nejčastějších řešení s pamětovou obrazovkou užívá 3580 A ke zobrazení výsledků pomaloběžného rozmitání digitální paměť. To dovoluje řadu zajímavých pracovních režimů.

Blokové schéma analogové části je na obr. 86. Základní oscilátor VTO pracuje v rozsahu 1 až 1,5 MHz, jeho signál je kmitočtově dělen deseti. Tím je dělena i kmitočtová nestabilita a vnitřní šum oscilátoru. Extrémním požadavkům na linearitu rozmitání a spektrální čistotu signálu je podřízena i koncepce rozmitaných obvodů, obr. 87: Charakteristika VTO je linearizována kombinací tvarovací sítě a ovládání přes zpětnovazební regulační obvod. Signál 100 až 150 kHz je znovu dělen deseti a veden na přesný kmitočtový diskriminátor. Odchylka $U_{st} - U_b$ koriguje linearitu do tolerancí menších než 0,1 %.

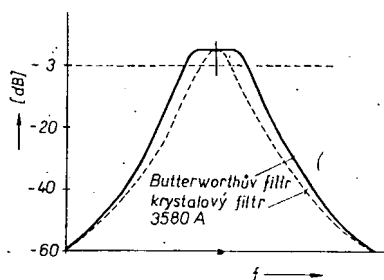
Zajímavé je řešení vlastní diskriminátoru, obr. 87b. Klopový obvod J-K spouští impulsy v rozmezí opakovacího kmitočtu 10 až 15 kHz. Pro linearitu diskriminátoru, jehož analogový výstup je odvozován integrací impulsů, je podstatná stabilita úrovně a nezávislost šířky těchto impulsů na opakovacím kmitočtu. Považujeme T_1 za uzavřený, C je nabit na napětí zdroje. Po překlopení obvodu hodinovým impulsem povede T_1 a představuje pro obvod LC velmi malou impedanci. Obvod zakmitá vlivem energie, uložené



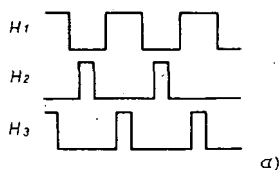
Obr. 86. Zjednodušené blokové schéma spektrálního analyzátoru HP 3580A



Obr. 87. Linearizace charakteristiky U/f VTO (a) a princip použitého kmitočtového diskriminátoru (b)



Obr. 88. Srovnání průběhu selektivity



Obr. 89. Základní obvody digitálního procesoru

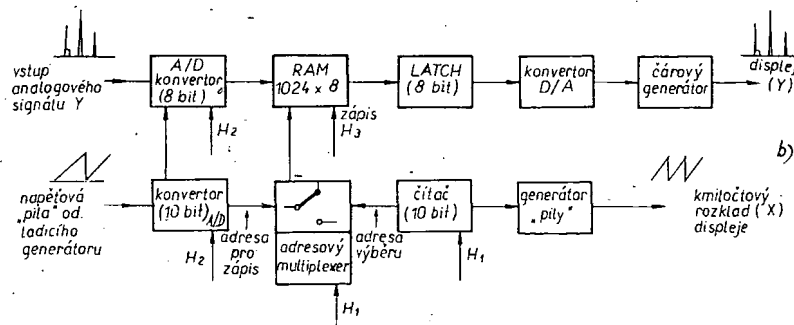
v kondenzátoru (kmitočet asi 280 kHz). Mírně tlumené kmitky jsou pro další činnost snímány malým sériovým odporem, tvarovány komparátorem na pravouhlé a inkrementují čítač :14. Po jeho naplnění se vynuluje obvod J-K. Šířka impulsů produkovaných na výstupu Q je závislá na rezonančním kmitočtu obvodu LC ($T = 14/280 \cdot 10^3 = 50 \mu s$), je proto relativně stabilní.

Měřený signál se přes vstupní attenuátor, dolní propust 0 až 50 kHz a zesilovač s FET přivádí na vstupní směšovač. Špičkovým detektorem se současně indikuje překročení lineárního režimu. Monoliticky balanční směšovač je lineární v rozsahu 90 dB. Minimální zkreslení této cesty dovoluje využít jednoduché kmitočtové konverze. Pro dokonalé rozlišení jednotlivých spektrálních čar je třeba selektivita získávána kaskádou pěti krystalových filtrů, laděných na stejný střední kmitočet. Jednotlivé stupně jsou vzájemně izolovány FET. Šířka pásma se ovládá postupně změnou tlumivých odporů. Jednotlivé selektivity jsou 1, 3, 10, 30, 100 a 300 Hz.

Selektivita ostrých filtrů se často udává tzv. součinitelem tvaru, což je poměr šířky pásma při -60 dB a při -3 dB. Srovnání filtru 1 Hz 3580 A (součinitel 10) s Butterworthovým filtrem 3 Hz (souč. 4) vyplývá z obr. 88. Oba jsou srovnatelné při velkém útlumu, při vyšších úrovních je však krystalový filtr selektivnější, je vhodnější k oddělení kmitočtové blízkých spektrálních čar.

U mf zesilovače může být volen režim lin/log. Je znovu užito již popsaného hybridního obvodu HP. Detektor je běžný, časová konstanta vyhlazovacího filtru se přepíná současně s volbou selektivity mf zesilovače. Je možný externí analogový výstup (záznam).

K zobrazení spektra na displeji se používá digitální zpracování signálu (obr. 89). Paměť RAM dovoluje záznam i výpis digitalizovaného signálu v několika zajímavých režimech. Režim write/read (zápis/čtení) je ovládán hodinovým signálem, jehož perioda se skládá ze dvou fází. Adresování příslušné paměťové buňky z hlediska zápisu nebo čtení lze ovládat přes adresový multiplexer dvěma vzájemně nezávislými obvody.



Rozsah paměti je 1024×8 bitů. To znamená, že osmi bity každé adresy je reprezentována příslušná amplituda signálu. Základní hodinový signál ovládá adresový multiplexer a čítač. Informace o amplitudě signálu Y je digitalizována 8bitovým převodníkem A/D. Adresa zápisu je získána digitalizováním rozmitací „pily“ 10bitovým převodníkem. Je tedy číslicovým vyjádřením okamžité polohy sweeperu v rozmitacím cyklu. Tak jsou získány oba potřebné signály (datový, adresový) pro zápis do paměti.

Data příslušných adres jsou v cyklu read vybírána z paměti a přes 8bitový vybavovač (latch) vedena na převodník D/A. Tím je signál převeden do analogového tvaru. Má však charakter ostrých impulsů, jejichž hrany nedovolují pohodlně sledovat signál bez další úpravy. V tomto případě je užito speciálního generátoru čar, doplňujícího signál do potřebné grafické formy.

Přepínání mezi adresovým přístupem read/write zajišťuje adresový multiplexer. Protože je řízen v rytmu hodinového signálu, může být tímto signálem řízen i výpis z paměti a zobrazovací cyklus může probíhat s konstantní rychlostí, nezávislou na rychlosti rozmitání VTO. Procesor tedy díky paměti dovoluje součinnost dvou různých rychlých pochodů – rozmitacího cyklu, jehož dobu lze podle potřeby volit od 0,1 do 2000 s a zobrazovacího displeje (50 Hz).

Ctecí adresy se v lineárním rozmitacím režimu odvodí ze stavu 10bitového čítače, inkrementovaného hodinovými impulsy. Naplnění cyklu čítače se užívá k synchronizaci horizontálního (kmitočtového) rozkladu displeje.

V analyzátoru je použita řada dalších zajímavých obvodů.

Z inzerce světových výrobců jsou známy analyzátoři, využívající rychlé Fourierovy transformace pro počítačové řešení úloh a korelatory, dovolující z impulsní odezvy digitálně nebo graficky stanovit přenosové charakteristiky v různých souřadnicích. Využití hybridních obvodů, prvků vysoké integrace, paměti, mikroprocesorů i nových funkčních principů přivádí někdejší primitivní měřicí prostředky na zcela jinou kvalitativní rovinu.

V. Konstrukce nf rozmitače (sweeperu)

V praktické části se budeme zabývat konstrukcí složitějšího nf rozmitače-sweeperu. Je určitým kompromisem mezi čistě analogovým a digitálním řešením. Koncepte je ovlivněna snahou o univerzální využití. Zdroj signálu je řešen převodníkem U/f .

Pro celou činnost přístroje je podstatná tvorba ovládacího signálu obou (lin/log) rozmitacích režimů. Uvažujme nejprve logaritmický režim. Sweeper pokrývá spojitě rozsah tří kmitočtových dekad. Ovládání signál VCO musí mít exponenciální průběh. Ten je v každé dekádě shodného charakteru, liší se pouze počáteční podmínkou (amplitu-

da), což je podstatou užité konverze. Průběh jedné dekády je na obr. 90 s příslušnou tabulkou. Jeho aproximace by mohlo být dosaženo stupňovitou funkcí, např. lineární konverzí D/A, obr. 91a. Vidíme potřebu čítače, dekodéru, spínacích prvků a odporů, aproximujících jednotlivé pořadnice křivky. Počet prvků pro přesnější realizaci (spojitost) je neúnosný.

Vhodnou cestou je aproximace exponenciální funkce v rozsahu jedné dekády lineárními úseky. Prakticky minimální forma (čtyři shodné intervaly) je na obr. 90 – tak se řeší nelineární konverze u analogových počítačů.

Podle obr. 92 si popíšeme základní signály logiky a ovládání VCO. Prvotní je signál pilovitého průběhu (a). Jeho čtyři periody tvoří rozmitací cyklus. Tak je odvozen signál ovládání vstupu X displeje (b). Jednotlivé intervaly (c, d, e, f) vymezuje stavový dekodér. Ze signálu (b) a s s složky je odvozen ovládací signál VCO v lineárním režimu (g). Tak může být upraven rozsah mezních kmitočtů cyklu pro selektivní a širokopásmové rozmitání. Průchodem signálu (a) exponenciálním konvertorem vzniká signál (h). Z něho je odvozen ovládací exponenciála VCO pro log. režim.

Protože prvotní signál je získán konverzí D/A stavu čítače, lze na rozdíl od čistě analogových řešení úpravou hodinového signálu (f_{0p} , start, stop) snadno ovládat rozmitací cyklus a módy činnosti.

Popis řešení

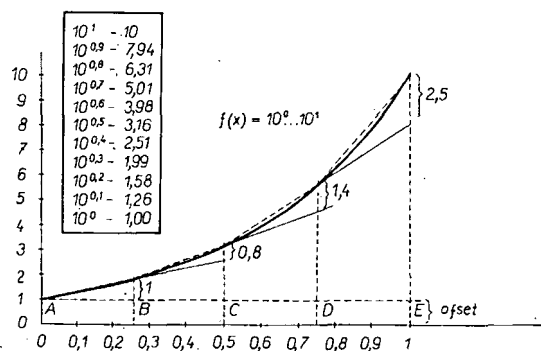
Blokové schéma je na obr. 93. Základní průběh podle obr. 92a je vytvořen spoluprací hodinového generátoru, binárního 8bitového čítače a konvertoru D/A. Výstup konvertoru je analogovou funkcí okamžitého stavu čítače, inkrementovaného taktem hodinového generátoru. Bitový obsah čítače je kompromisem mezi spojitostí generované „pily“, možnostmi jednoduché konverze D/A a ekonomickou stránkou.

Princip konverze vyplývá z obr. 91b. Aproximace „pily“ je založena na lineárních přírůstcích ($\Delta U / \Delta t = k$), proto při stabilním hodinovém kmitočtu nemusí být, ve srovnání s obr. 91a, použit dekodér. Analogový výstup je odvozen váhovou sítí ve zpětnovazebním obvodu OZ. Je funkcí poměru R/R_k , $U_{vst} = U_{ref} (1 + R/R_k)$. Při nastavených váhách je offset analogového výstupu vůči počáteční úrovni (U_{ref}) lineárně úměrný stavu binárního čítače.

Počáteční úroveň při rozpojených spínacích ($U_{vst} = U_{ref}$) lze kompenzovat proudem vnučeným do invertujícího vstupu OZ. Protože $I_k = K = (U_k - U_{ref}) / R_k$, je kompenzace nezávislá na stavu váhové sítě, kterou je definován výstup OZ.

V konkrétním řešení (obr. 94) jsou jako spínače použity invertory s otevřeným kolektorem. Jejich relativně shodná saturační napětí jsou zahrnuta do kompenzace offsetu. Váhové odpory jsou sestaveny ze sériové kombinace $R_1 + R_0$. Základní odpory jsou pro snazší výběr voleny z řady, počínaje $R_1 = 12 \text{ k}\Omega$; $R_0 + R_k$ musí s přesností 1 % odpovídat řadě $12 \text{ k}\Omega \cdot 2^x$, tj. 12, 24, 48, 96, 192, 384, 768 $\text{k}\Omega$, 1,536 $\text{M}\Omega$. Není důležitá absolutní, ale poměrná přesnost. Zesilovač musí být kompenzován „do rychla“, aby „pila“ měla příkrou sestupnou hranu. Základní generátor „pily“ na obr. 94 se skládá z IO₁ až IO₅. Nulová úroveň se nastavuje trimrem P₁.

Na výstup základního čítače navazuje dvoubitový čítač-cyklu a dekodér stavu (obvody IO₁₂, IO₁₃). Sfázování obou čítačů (reakci na shodnou hranu signálu) zajišťuje

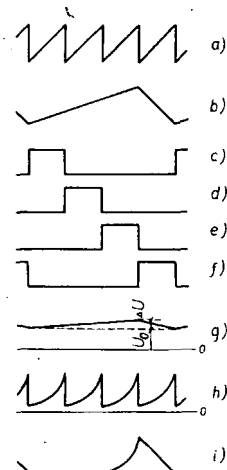


Obr. 90. Jedna z možností aproximace (totožnost v bodech A až E)

invertor IO₁₄. Dekodér je jednoduchý, funkce viz obr. 95. Ovládá několik funkcí. Uvažujme nejprve tvorbu „pily“ pro vstup X displeje (obr. 96).

V aktivní části cyklu (1. až 3. interval) pracuje OZ jako neinvertující. Spínač S_1 je sepnut. Řízenými spínači S_1 až S_3 je generován stupňovitý synchronní signál. Tím je podkládána vstupní „pila“, jejíž amplituda se proto plynule zvětšuje. Čtvrtý interval je použit k vymezení zpětného běhu. Je žádoucí, aby se signál zmenšoval k nule lineárně. Tak může být na displeji znázorněna nulová vztahová úroveň při konstantní rychlosti paprsku a VTO rozmitán spojitě – je třeba zamezit přechodovým jevům u měřeného objektu, k nimž by prudkým skokem $d\omega/dt$ mohlo docházet. Ve 4. intervalu pracuje OZ jako diferenciator. Jeho výstupní napětí se, z maxima, definovaného úrovní stupňovitého signálu na neinvertující vstupu, zmenšuje k nule. To proto, že spínač S_5 je sepnut, S_4 rozpojen. Vstupní „pila“ po úpravě úrovně (R_1, R_2) působí pouze na invertující vstup.

Spínače S_1, S_4, S_5 z obr. 96 jsou řešeny tranzistory v inverzním zapojení. Odpory jsou voleny tak, aby nemohlo být překročeno průrazné napětí U_{EBmax} ; současně definují



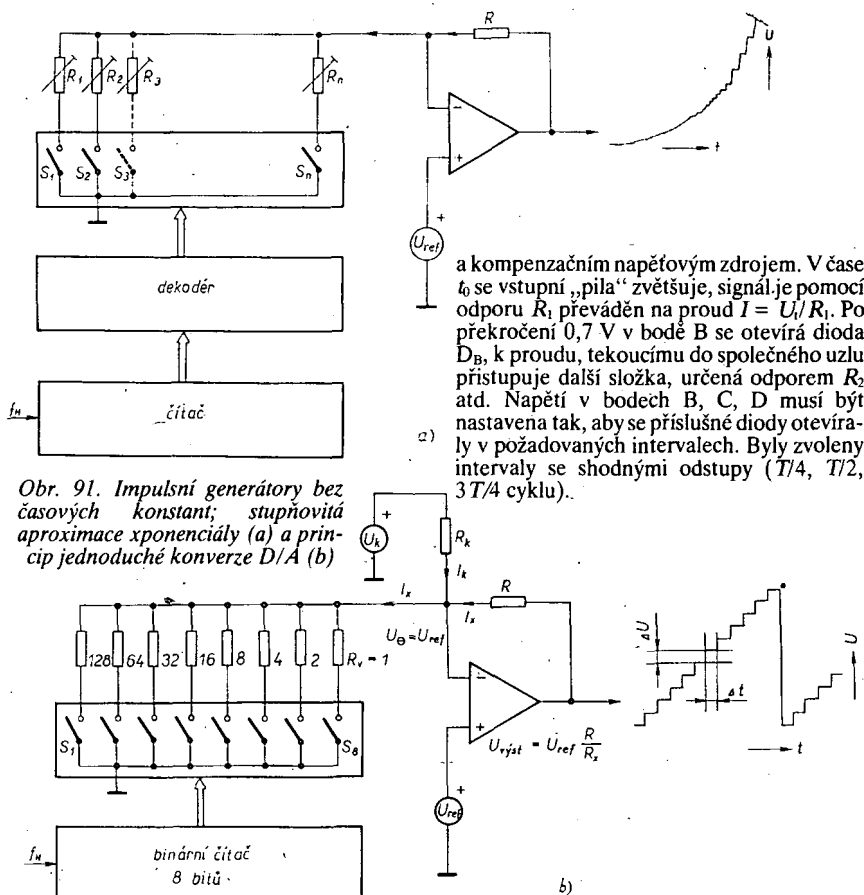
Obr. 92. Základní logické a ovládací signály

přibližně požadované úrovně pomocných signálů. Přesného nastavení se dosáhne paralelními odpory, které na obr. 96 zakresleny nejsou. Jako spínače S_2, S_3 pracují invertory s otevřenými kolektory.

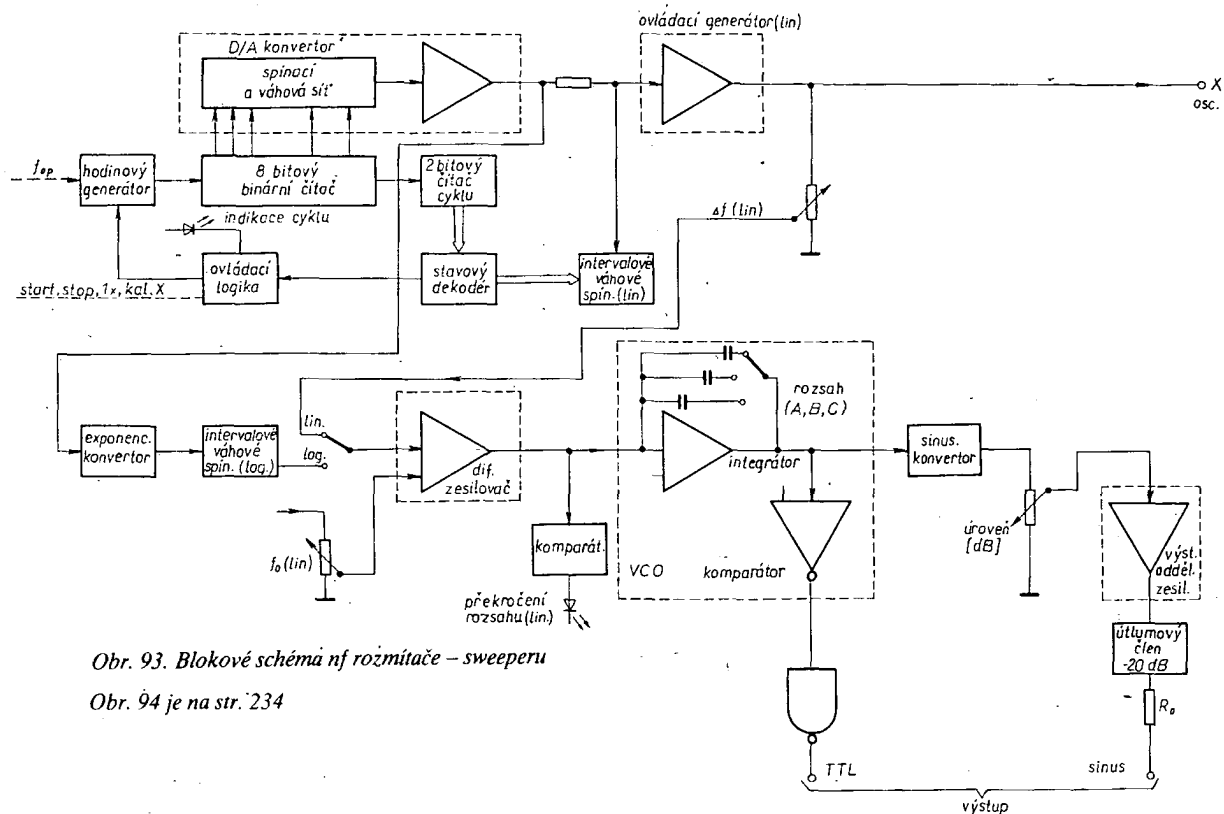
Tak je odvozen signál pilovitého průběhu pro ovládání osy X displeje; po úpravě je signál použit i k řízení VCO v lin. režimu.

Prvotní signál je po konverzi použit i pro log. režim rozmitání. Signál nejprve prochází exponenciálním tvarovačem (pro rozsah jedné dekády). Levá část zapojení na obr. 97 je nelineární převodník U/I , aproximující funkci čtyřmi lineárními úseky. Řešení se poněkud liší od klasického. Je tím komplikován návrh, výhodou je stabilita a snadné nastavení. Činnost lze rozdělit do tří fází: a) vstupní funkce se rozděluje na shodné časové úseky, b) proběhne napěťové/proudová konverze nelineární sítě R, D a c) zpětná konverze I/U , zavede se počáteční offset a inverze signálu.

Na úseky se vstupní funkce rozdělí více-stupňovým odporovým děličem



Obr. 91. Impulsní generátory bez časových konstant; stupňovitá aproximace xponenciály (a) a princip jednoduché konverze D/A (b)



Obr. 93. Blokové schéma nf rozmítače – sweeperu

Obr. 94 je na str. 234

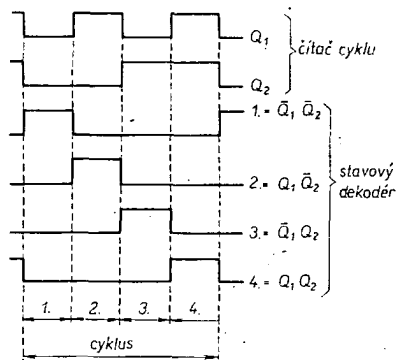
Vyjděme např. z času t_{th} , kdy musí platit (obr. 97b)

$$(U_m/4 + U_{ref}) [(R_B + R_C + R_D) / \Sigma R] = U_{ref} + U_D$$

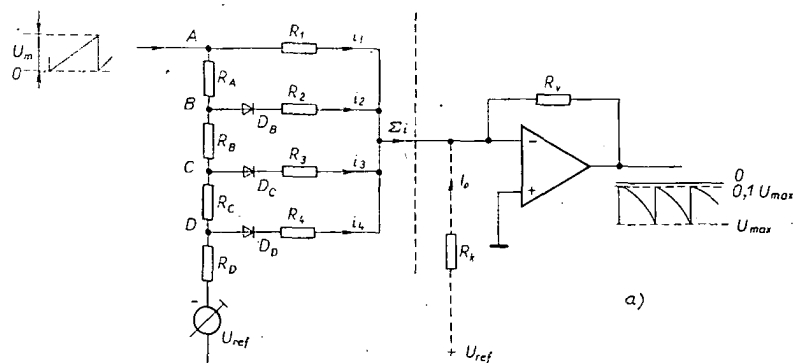
a předpokládejme špičkové napětí „pily“ $U_m = 10$ V, referenční (kompenzační) napětí 7 V, čelní napětí diody $U_D = 0,7$ V. Potom $(U_m/4 U_{ref}) + 1 = 1,1 \Sigma R / (R_B + R_C + R_D)$. Podobné rovnice lze sestavit i pro další body (C, D, E). Vyplývá z nich následující tabulka.

Poměrné napětí	Dělicí poměr
A 1	1
B $(U_m/4 U_{ref}) + 1 = 1,36$	$(R_B + R_C + R_D) / \Sigma R = 0,81$
C $(U_m/2 U_{ref}) + 1 = 1,71$	$(R_C + R_D) / \Sigma R = 0,64$
D $(3 U_m/4 U_{ref}) + 1 = 2,07$	$R_D / \Sigma R = 0,53$

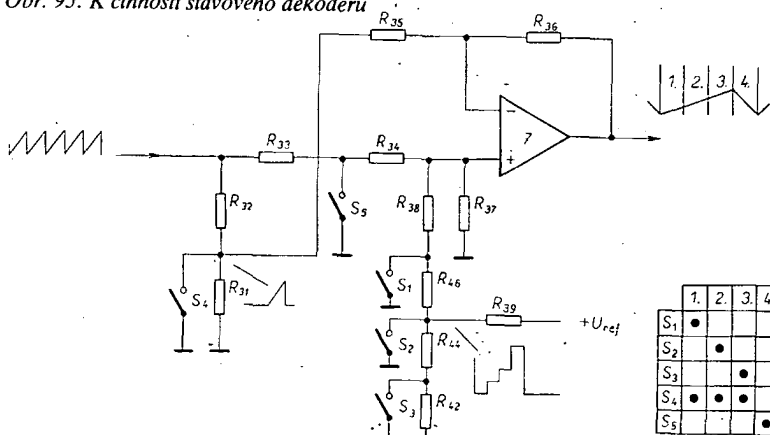
Z ní lze určit požadované poměry odporů $R_A : R_B : R_C : R_D = 0,19 : 0,17 : 0,11 : 0,53$; $\Sigma R = 1$. Stanovíme z řady odpory R_A až $R_D = 680, 680, 390, 1800 \Omega$. Aproximace dosahujeme lineárními přírůstky v jednotlivých intervalech. Přibližné velikosti jsou na obr. 90. Vztaheno k základnímu průběhu ($I_1 = 1$) to jsou poměrné hodnoty 0,8, 1,4



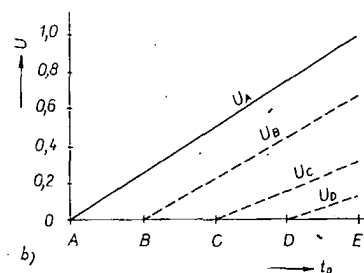
Obr. 95. K činnosti stavového dekodéru



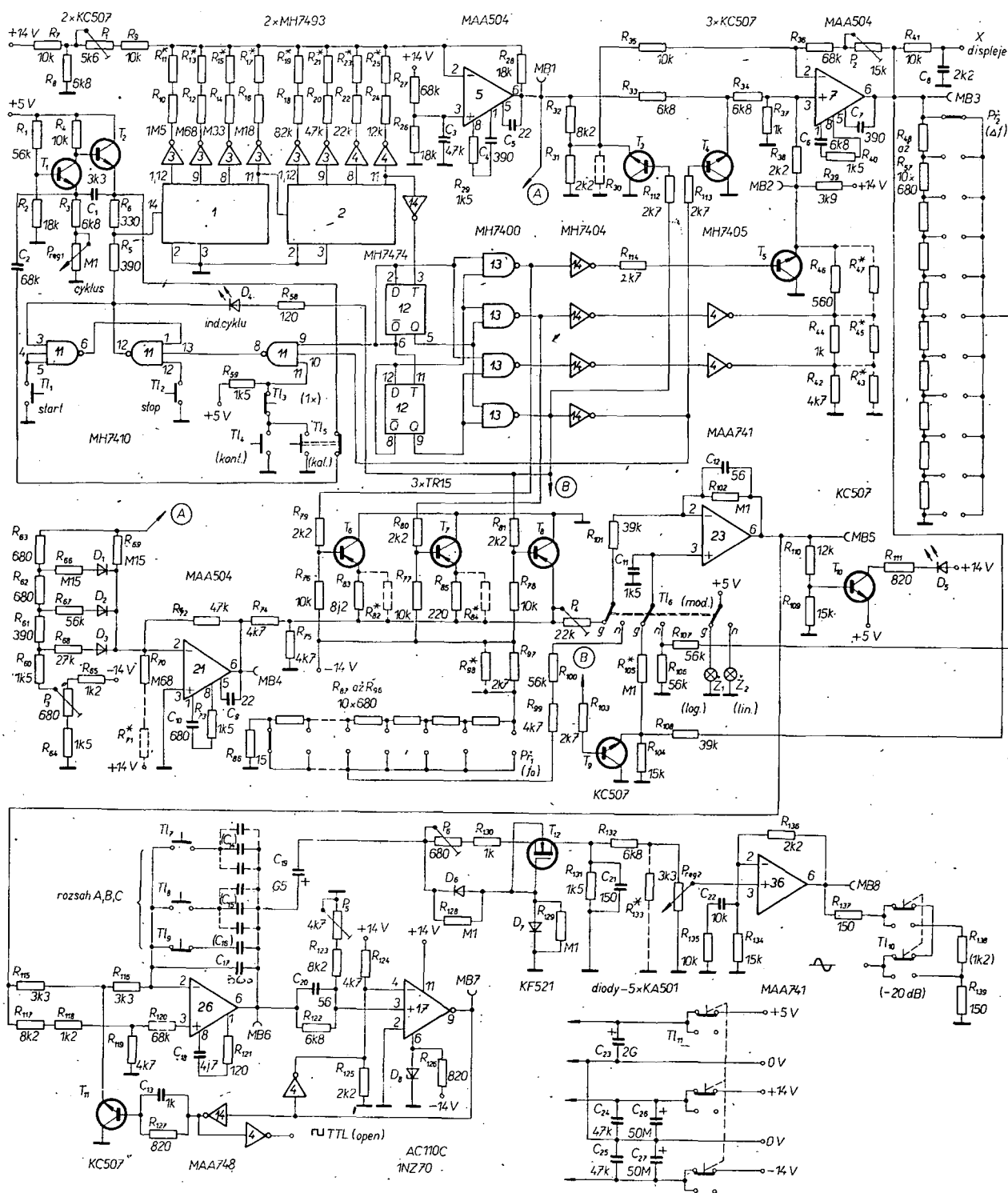
Obr. 97. Aproximace exponenciální funkce lineárními úseky; schematické znázornění (a), zmenšení strmosti vstupního signálu pilovitého průběhu (b)



Obr. 96. K tvorbě ovládacího signálu pilovitého průběhu



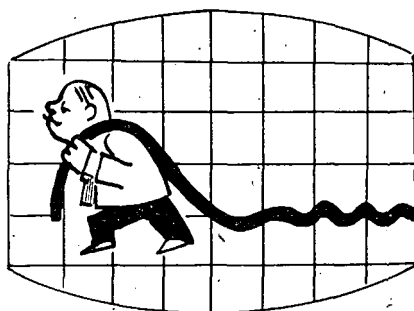
a 2,5. K návrhu vah jednotlivých vodivostí G_1 až G_4 je třeba znát úbytky vstupní „pily“ v bodech B, C, D děliče – v poměrném vyjádření jsou v tabulce. Potom váhy jednot-



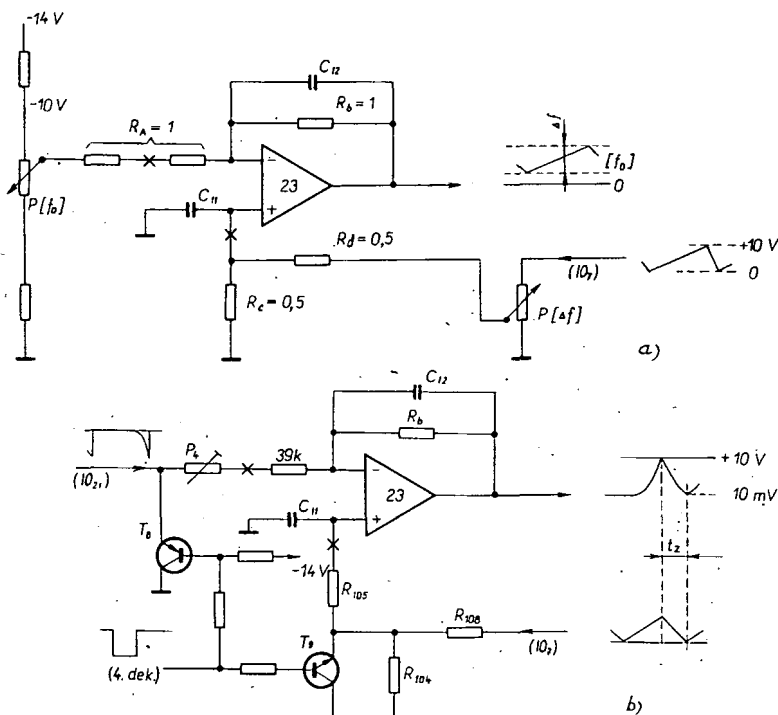
Obr. 94. Schéma zapojení nf rozmítače – sweeperu

livých vodivosti $G_1 = 1$, $G_2 = 1,36 \cdot 0,8 = 1,09$, $G_3 = 1,71 \cdot 1,4 = 2,39$, $D_4 = 2,07 \cdot 2,5 = 5,175$. Příslušné poměry odporů určíme jako převrácené hodnoty. Při stanovení skutečných odporů je třeba přihlídnout k minimální zátěži odporového děliče a požadavku proudového charakteru větvi s diodami. Musí platit R_A až $R_D \ll R_1$ až R_4 . Tak byly určeny R_1 až R_4 (asi $0,15$ a $0,15$ M Ω , 56 k Ω , 27 k Ω). Výhodou zapojení je to, že konverzní charakteristika, která je stanovena přibližně, může být korigována úpravou kompenzačního napětí (trimr P_3 na obr. 94), posuvem styčných bodů jednotlivých úseků. Vnitřní odpor děliče R_{64} , P_3 , R_{65} musí být zahrnut do

odporu R_D . Tak lze dosáhnout relativně přesné aproximace. Teplotní závislosti čelního napětí diod se není, vzhledem k proudovému charakteru jednotlivých větví, třeba obávat. Pro zjednodušení jsme dosud neuvažovali



vali zavedení počáteční podmínky ani charakter součtového uzlu. Vstupní proudy se sčítají v obvodu invertujícího vstupu OZ (21), který má virtuální nulový potenciál. Tím se současně konvertuje součet proudů na výstupní napětí. Počáteční podmínka ($U_{10} = 0,1 U_{max}$) se zavádí vnuceným proudem do invertujícího vstupu OZ. Exponenciála se na rozsah tří dekád rozšiřuje opět synchronními váhovými spínači. Transistory T_6 , T_7 pracují v inverzním režimu, vzhledem k polaritě signálu jsou typu p-n-p. Dělicí poměr pro nejvyšší, třetí dekádu je nastaven pevně. T_6 a T_7 pracují v první a druhé dekádě, příslušnými odpory je nastaven vždy $10 \times$ větší celkový dělicí poměr. Na nejnižší dekádě je nutno počítat se saturačním napětím, protože počáteční napětí exponenciálního průběhu je 10 mV. Tím je na jedné, maximálním vstupním napětím VCO (10 V) na



Obr. 98. Funkce integrovaného obvodu 23 v lineárním (a) a logaritmickém (b) režimu

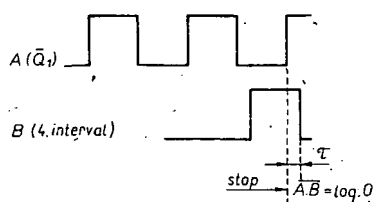
druhé straně omezen rozsah rozmitání na tři kmitočtové dekadý. Přesnějšího nastavení ovládací exponenciály se dosahuje opět volbou odporů.

V obou režimech (lin/log) je potřebné ovládat VCO z napětového zdroje ($R_1 \rightarrow 0$). To zajišťuje následující zpětnovazební obvod operačního zesilovače (23), pracujícího ve dvou různých funkcích. Obr. 98a postihuje činnost v lineárním režimu, kdy zesilovač pracuje jako diferenční. Pro invertující vstup má jednotkové zesílení, protože $U_{vst} = -U_{vst} R_b / R_a$; ($R_b / R_a = 1$). Referenční napětí 0 až 10 V se přivádí přes cejchovaný dělič. Na neinvertující vstup je, opět přes dělič, přiváděna ovládací „píla“ 0 až +10 V.

$U_{vst} = U_{vst} [(R_a + R_b) / R_a] R_c / (R_c + R_d)$. Zesílení je jednotkové, platí-li $R_a = R_b$, $R_c = R_d$.

Tak je možno ovládat mezní kmitočty rozmitání v lin. režimu. Nastavíme-li Pf_1 na 3 V, Pf_2 na 0 V, je na výstupu OZ trvale napětí 3 V. VCO při strmosti 1 kHz/1 V kmitá na stabilním kmitočtu 3 kHz. Při opačně nastavených přepínačích je VCO lineárně přeladován napětovou „pilou“ v rozsahu 0 až 3 kHz. Nastavíme-li oba přepínače na 3 V, je VCO přeladován od spodního mezního kmitočtu $f_0 = 3$ kHz se zdvihem $\Delta f = 3$ kHz, tj. do mezního kmitočtu $f_0 + \Delta f = 6$ kHz.

Na lineárním rozsahu je užito drobného „podvodu“. Pro rozmitání VCO je žádoucí, aby se ovládací napětí nikdy nezmenšilo až na nulu, protože by se narušila spojitost generovaného signálu a vznikaly by přechodové jevy. Proto je regulátor f_0 (Pf_1) „podložen“ zanedbatelně malým napětím



Obr. 99. Zastavení jednorázového cyklu

(viz $R_{86} = 15 \Omega$). To stačí, aby VCO pracoval bezchybně, lineární rozmitání ani souhlas se stupnicemi regulátorů nejsou narušeny, kmitočtový posuv se blíží k nule.

Jako regulátory by byly ideální víceotáčkové přesné potenciometry se stupnicí. Ve vzorku byly, s ohledem na praktickou potřebu, použity přepínače s 11 polohami (0, 0,1, 0,2 až 1,0). Takové rozložení rozsahů a jejich možné kombinace plně vyhovují.

Nastavením přepínačů je možno překročit rozsah činnosti sweeperu. To se stane např. v polohách $Pf_1 = 8$ V, $Pf_2 = 5$ V; je překročeno mezní napětí 10 V, ovládací „píla“ je omezena – pak je třeba přepnout rozsah (strmost VCO). Chybná nastavení je pro lepší orientaci vhodné indikovat – je použit jednoduchý tranzistorový komparátor s diodou LED v kolektorovém obvodu. Překročili-li napětí na výstupu obvodu 23 horní mezní úroveň, dioda se rozsvítí. Protože k tomu dochází pouze v části rozmitacího cyklu, dioda bliká v jeho rytmu. Tak je spolehlivě indikováno i minimální překročení rozsahu (odstup 0,1 rozsahu libovolného regulátoru).

V aktivním intervalu log. režimu pracuje obvod 23 jako invertující, obr. 98b. Tranzistor T_2 je sepnut. Trimrem P_4 se upraví zisk stupně podle úrovně vstupního exponenciálního napětí tak, aby výstupní signál měl maximální úroveň +10 V. Výběrovým odporem R_{105} se zavádí offset zesilovače a tím kompenzuje vliv saturačního napětí T_6 na počáteční úroveň exponenciály (+10 mV). V intervalu zpětného běhu se T_2 zavírá, T_8 naopak vede (řídí se stavovým dekodérem). Zesilovač zpracovává již upravený signál s lineárním klesajícím průběhem (nesymetrická rampa pro displej). Průběh se dále nenastavuje, oblast poklesu k nule je již zajištěna. Nespojitosť v horní úrovni intervalu je přípustná.

Na pozici 23 je nutné použít OZ s malým vlastním offsetem a malým šumem, jinak by nebylo možno zajistit přesný průběh rozmitání ve spodní části rozsahu a potřebný odstup ovládacího signálu při malých úrovních vůči „pozadí“. Vhodným typem je MAA741. Odstup signálu dále zajišťuje kmitočtová filtrace (C_{11} , C_{12}). Musí být minimální, aby neovlivňovala průběh při kalibraci

rastru (s vyšším opakovacím kmitočtem hodinového generátoru).

Nyní k funkci hodinového generátoru a ovládací logiky. Je předpokládána součinnost sweeperu s různými typy displejů (zapisovač, oscilograf...). Proto je žádoucí nejen možnost ovládat rychlost cyklu, ale také jednorázový režim, možnost zastavení a opětovného spuštění v libovolné poloze. To je snadné proto, že na tvorbě ovládacího signálu se v zásadě nepodílejí žádné časové konstanty.

Hodinový generátor je tvořen emitorově vázaným multivibrátorem (T_1 , T_2). Jeho činnost je závislá na stavu výstupu 12 hradla 11, tvořícího součást obvodu R-S (obr. 94). Start cyklu se ovládá ručně mžikovým tlačítkem start, kterým je přeplopen obvod R-S. Vybavením tlačítka stop se obvod R-S vrací do základní polohy, výstup 12 má úroveň log. 1, tím je uzavřen vstupní přechod T_2 a blokován multivibrátor. Vzhledem ke kvalitnímu signálu multivibrátoru není použit obvyklý vyrovnávací stupeň, navázání na čítač je, po impedance úpravě (R_5 , R_6), přímé.

Jednotlivé režimy se ručně ovládají trojicí tlačítek se vzájemnou aretací. V první poloze (1x) je rozmitací cyklus jednorázový. Přitom má vstup 11 hradla 11 úroveň log. 1. Po vybavení tlačítka start probíhá cyklus s rychlostí nastavenou potenciometrem na panelu až do konce zpětného běhu. Ukončení jednorázového cyklu je odvozeno od Q_1 čítače cyklu a 4. výstupu stavového dekodování, rozmitací cyklus se zastaví přesně na konci zpětného běhu. Toho lze využít zvláště při měření se zapisovačem k definici průběhu (v činném) a referenční (např. nulové) úrovně ve zpětném běhu.

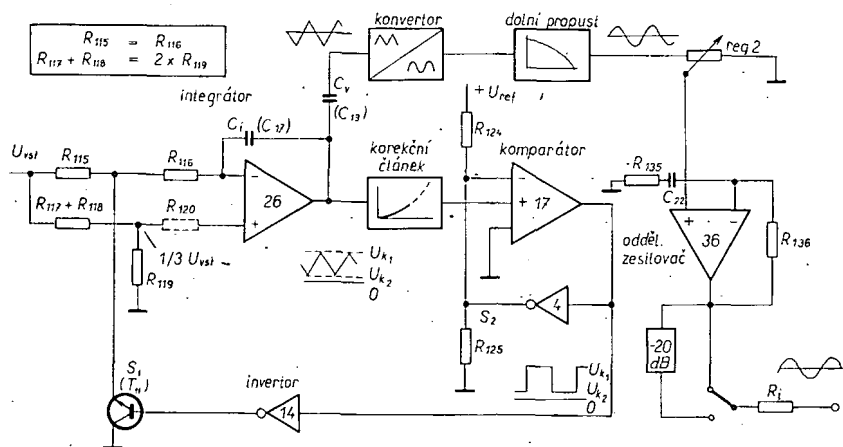
V režimu kont. (kontinuálně) pracuje sweeper spojitě až do povelu stop. Blokovací logika je přitom vyražena, na vstupu 11 hradla 11 je úroveň log. 0. Stejně je tomu v režimu kal., určeném ke snadné kalibraci rastru lin/log osciloskopu. Ovládací „píla“ pro displej má amplitudu 0 až +10 V. Úpravou citlivosti vstupu X a horizontálním posuvem na ss osciloskopu lze dosáhnout kalibrace vůči rastru při vyšším opakovacím kmitočtu hodinového generátoru. Pak se i na osciloskopu s běžným dosvitem zobrazí spojitá čára, kalibrování se omezí na souhlas mezních bodů jasové úsečky s okraji rastru. Proto tlačítko kal. paralelním kontaktem odpojuje kondenzátor C_2 od multivibrátoru, čímž se řádově zvyšuje jeho kmitočet.

Ve všech režimech, v libovolné poloze, může být cyklus zastaven povelu stop. Za této polohy, případně s jinou rychlostí, může být znovu startován. Povelů mohou být vybavovány nejen ručně, ale také ve zcela jiných aplikacích.

Aktivní interval cyklu je indikován druhou diodou LED na panelu. Kmitočti blikání je přitom úměrný rozmitací rychlosti.

Vlastní zdroj měřicího signálu je řešen na principu převodníku U/f (výstup trojúhelník, sinus). Mezní kmitočet je 100 kHz. Princip je podobný před časem popsanému řešení (V-1), nebudeme proto zabíhat do detailů.

Jako rozdílový integrátor je použit operační zesilovač MAA748, jako úrovnový komparátor obvod A110C, dovoz NDR. Především díky těmto prvkům s vyhovujícím průběhem přenosové charakteristiky vzhledem ke strmosti náběhu (748) a velmi rychlou odezvou (A110C) bylo dosaženo asi desetinásobného zvýšení mezního kmitočtu vůči běžným řešením. Blokové schéma celého VCO je na obr. 100. Činnost rozdílového integrátoru je popsána v [V-1]. Předpokládáme konstantní vstupní napětí. Při sepnutém spínači S_1 se napětí na výstupu integrátora



Obr. 100. Blokové schéma VCO

ru lineárně zvětšuje, až dosáhne velikosti U_{k1} – napětí na invertujícím vstupu komparátoru. Po překročení rovnosti obou napětí se mění výstupní úroveň komparátoru (log. 0 → log. 1). Tím se přes spínač S_2 (open invertor) mění referenční úroveň invertujícího vstupu komparátoru ($U_{k2} = U_{s2sat}$), současně se rozpojí spínač S_1 . Integrátor změnou smyslu vstupního proudu přechází do opačného režimu – jeho výstupní signál se se shodnou strmostí zmenšuje na druhou prahovou úroveň komparátoru atd. Cyklus se periodicky opakuje, výsledkem je signál s časovým průběhem symetrického trojúhelníku. Opačovací kmitočet je v ideálním případě lineární funkcí vstupního napětí. Protože obě prahové úrovně komparátoru jsou kladné, obsahuje trojúhelník ss složku.

Vzhledem k širokému kmitočtovému rozsahu a rozmlátnému režimu je nutno řešit některé problémy. Prvním je odstranění přechodových jevů na rozhraní zpětného a aktivního intervalu ($U_{vst} \rightarrow 0$). Ovládací jednotkou je zajištěno, že se vstupní signál nezmění nikdy až na nulu. Transistor T_{11} jako spínač integrátoru pracuje v inverzním režimu. Přesto se saturační napětí v rozsahu několika mV uplatňuje v nejnižším okraji kmitočtového rozsahu. Trojúhelník je zkreslený, mění se i jeho ss složka. To má za následek přechodové jevy, kromě jiného i změněné poměry v sinusovém tvarovači (použití kapacitní vazba). Tento jev je odstraněn zavedením offsetu operačního zesilovače (integrátoru), kompenzujícího vliv U_{ECsat} spínače. Slouží k tomu výběrový odpor R_{120} . Odezva generovaného signálu na průchod kritickou oblastí je potom ideální.

Linearita konverze U/f v horní části rozsahu, v níž je prvků, zvláště MAA748, využito na mezích možností, se dosahuje korekčním článkem (tlumená horní propust RC). Je také nutno zajistit minimální zkreslení signálu. Reakční čas integrátoru v horní kmitočtové oblasti je příčinou vzniku ostrých zoubků na spíčkách trojúhelníku. Jejich vliv na kmitočet je odstraněn zmíněným korekčním článkem. Tyto vyšší harmonické složky jsou potlačeny kombinací dvou dolních propustí s kmitočty zlomu mimo generovaný rozsah. První je zařazena přímo do obvodu sinusového tvarovače (C_{21}), druhou tvoří vlastní kmitočtová charakteristika výstupního zesilovače (obvod 36). Výstupní signál je kvalitní i v horní kmitočtové oblasti.

Kmitočtové závislosti obvodových prvků (náběhy ani temena referenčního signálu komparátoru, spínače integrátoru, nejsou ideální) se projevují i pokud jde o kmitočtovou závislost úrovně výstupního signálu.

V tomto ohledu se, stejně jako z hlediska zkreslení signálu, příznivě uplatňuje kapacitní vazba sinusového tvarovače, rozkládající sice malé, ale nikoli zanedbatelné ss posuvy symetricky kolem nulové úrovně. Stálosti úrovně výstupního signálu je dosaženo jednoduchou kmitočtově závislou zpětnovazební smyčkou (R_{135} , C_{22}). Úrovněová linearita v celém rozsahu je asi 1 dB.

Výstupní oddělovač je řešen s OZ typu 741 a omezením maximální mezivrcholové úrovně jeho výstupního signálu na 1 V. Za této podmínky se vzhledem k rozsahu neuplatní vliv strmosti nárůstu signálu na požadovaný kmitočtový přenos. Ze stejného důvodu, při minimální zátěži $R_L = 150 \Omega$ (výstup sweeperu nakrátko) nemusí být obvod doplněn výkonovým stupněm, který v jednoduchém provedení zavádí vždy do signálu určité zkreslení na horním kmitočtovém okraji.

VCO se nastavuje trimry P_3 , P_6 tak, aby na výstupu sweeperu byl nezkraslený sinusový průběh. Kmitočet v jednotlivých rozsazích se upravuje výběrovými kondenzátory, připojovanými k VCO v jednotlivých polohách A, B, C tlačítky Isostat.

Konstrukce

Konstrukci podle běžných zásad se v tomto čísle AR zabývat nebudeme. Nehledě na to, že sweeper je užíván vždy jako součást určité sestavy (rozmlátač, analyzátor, ...), převyšují náklady na jeho stavbu finanční možnosti průměrného amatéra. To je vůbec problém současné doby – stavba složitějších zařízení je finančně příliš náročná. Tuto situaci, do jisté míry, může zlepšit stavebnicový systém, umožňující po ověření vlastností určitého zařízení rozhodnout, zda je vhodné investovat do stavby příslušného „obolus“; stejné řešení je vhodné i při vývoji. Při tom jsou použité součásti neovlivněny montáží (vkládají se do objímek), mohou být tedy použity znovu atd.

Já jsem před časem přešel na jednoduchý modulový systém, umožňující poměrně snadno řešit vývojové konstrukce bez „balíků“ součástí, týčících se do výšky a válejších se po stole. Nechci tvrdit, že dále popisované řešení je ideální, mám však prakticky ověřeno, že ta trocha práce, kterou jsem si se zhotovením přípravků dal, se mi v krátké době vrátila i s úroky.

Zhotovil jsem si několik základních desek z duralového plechu tloušťky 3 mm různých rozměrů, opatřených závitky M3 v pravouhlé jednotné síti. Na filmu mám klišé několika základních modulů – pro lineární a logické obvody, čtverečky pro pasivní prvky a tranzistory. Pro doplnění v případě potřeby užívám ještě desky se čtverečkovým rastrem, z níž odšťihuji plochy žádaných rozměrů.

Spoje modulů nejprve ocínuji a pak bez vtírání (kromě díry pro upevňovací šroub o $\varnothing 3$ mm) připájím na desky objímky pro IO.

Podle charakteru práce volím velikost základní desky, jednotlivé moduly rozmísťuji po ploše podle potřeby. Vodivá plocha pod upevňovacím šroubem slouží jako kostra při montáži. Jednostranná montáž je přehledná. Tak může být přesně ověřena celá funkce zařízení, účelnost rozvržení ovládacích prvků ap. Za největší přínos pokládám, že lze snadno dělat potřebné úpravy před konečným návrhem plošných spojů. Tento postup v praxi neznamená žádné zdržení, obvykle je tomu právě naopak. Po ukončení prací se moduly rozeberou, očistí a mohou být použity znovu.

K usnadnění orientace při užití většího počtu modulů lze moduly označit, nejlépe podle polohy na základní desce. Užívám čtvercové síť (desítky, jednotky). Označení desek v popisované konstrukci (obr. 101) vysvětluje současně značení obvodů na obr. 94. Každý modul je tedy označen dvoj-místným číslem. Moduly s pasivními součástkami obvykle blíže nespecifikuji.

Ke konstrukci sweeperu touto technikou již vlastně není co dodat. Rozvržení ovládacích prvků, které se osvědčilo, je patrné z 3. str. obálky. Zapojení není vybaveno vlastním napájecím zdrojem, vhodných řešení je v AR spousta. Potřebná tři napětí jsou u popisované konstrukce zapínána současně tlačítkem na zadním panelu. Tam jsou také vyvedeny příslušné zdířky. Na předním panelu jsou navíc dvě žárovky, indikující právě nastavený mód sweeperu (lin/log).

Oživení, nastavení

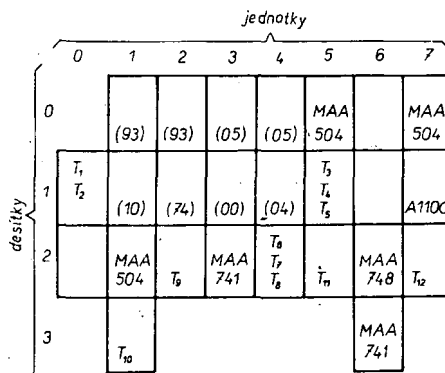
Podstatné průběhy signálů v měřících bodech jsou na 4. straně obálky.

Sweeper vyžaduje tři napájecí napětí: 5 V pro obvody TTL, symetrické napětí ± 14 V pro lineární obvody je použito i jako referenční. Napájecí napětí by mělo být stabilizováno asi na $\pm 0,2$ V.

Při užití modulové koncepce je vhodné souběžně zapojovat a nastavovat příslušné obvodové úseky.

U hodinového generátoru není v podstatě co nastavovat. Při potenciálu log. 0 na výstupu 12 obvodu 11 musí být na emitorech T_1 , T_2 impulsní průběhy podle oscilogramu A. Potenciometrem P_{reg} se opakovací kmitočet ovládá v rozsahu asi od 80 do 800 Hz. Po úplném zapojení obou čítačů a stavového dekodéru ověříme funkci tlačítek *start*, *stop*, *1x*, *kont.*, *kal.* – jejich funkce již byla popsána.

Nastavení vyžaduje obvod konvertoru D/A. Výběr odporů R_{10} až R_{25} v příslušných kombinacích byl popsán. Spustíme-li hodinový generátor a připojíme osciloskop na MB₁, musíme naměřit „pilu“ s lineárním průběhem.



Obr. 101. Souřadnicové značení modulů a obvodů

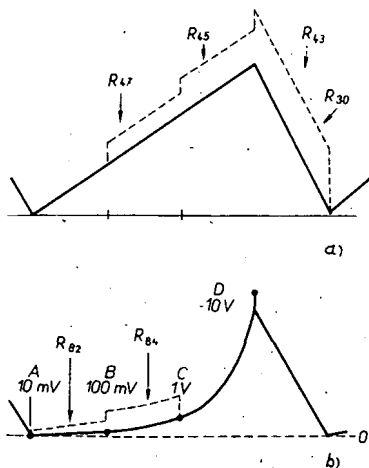
Nebudou-li odpory vybrány dostatečně přesně, má „pila“ pozorovatelnou nerovnoměrnost, doprovázenou vnitřním šumem (impulsní přechody na rozhraních). Dobrým kritériem je i připojit tento signál na vstup X osciloskopu. Při pomalém cyklu sweepu musí být pohyb světelného bodu plynulý, bez nerovnoměrností.

Jsou-li odpory vybrány správně, omezi se nastavení konvertoru D/A na seřízení souhlasu spodní hrany „pily“ s nulovou úrovní. Špičková úroveň signálu, oscilogram B, se musí pohybovat v rozmezí 8 až 9 V. Nula se nastavuje trimrem P_1 . „Pila“ se upravuje na ovládací signál osy X displeje v aktivním intervalu superpozice se signálem stupňovitěho průběhu (vzájemné relace viz oscilogram C). Na neinvertujícím vstupu operačního zesilovače 7 je proto „pila“ lineární v rozsahu tří period předchozího signálu, ve čtvrté periodě je definována napěťová úroveň (oscilogram D). Ve čtvrtém intervalu současně nevede T_3 , proto je na jeho emitoru průběh podle oscilogramu E. Zde jsou současně vymezeny ovládací „pilou“ vzájemné poměry s výsledným signálem v MB3. Podobně oscilogram F srovnává prvotní (MB1) a výsledný (MB3) signál.

Při seřizování je nejlépe sledovat signál na MB3. Nejprve nastavíme výběrovým odporem R_{47} lineární návaznost 2. intervalu, odporem R_{45} návaznost intervalu třetího. Tak získáme lineární „pilu“ v celém aktivním intervalu rozmitání. Potom výběrem R_{30} a R_{43} upravíme strmou a posuv čtvrtého intervalu, zpětného běhu rozmitání. Postup vyplývá z obr. 102a. Nakonec trimrem P_2 nastavíme úroveň ovládací „pily“ v MB3 na amplitudu 10 V.

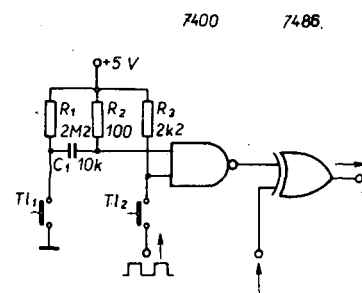
Dále seřídíme exponenciální konvertor. Signál sledujeme v bodě MB4. Při rozboru jsme pro lepší orientaci aproximovali exponenciálu pro souhlas v bodech A, B až E (obr. 90). Samozřejmě je možné dosáhnout větší přesnosti lepším proložením funkce. Zapojení dovoluje ovládat seřízení v určitém rozsahu. Proto nemusí být vybírány odpory ani přesně definována úroveň vstupního signálu. Trimrem P_3 nastavíme co nejlepší souhlas sledovaného průběhu s údaji v tabulce u obr. 90 s tím rozdílem, že uvažujeme příslušný údaj vždy o 1 menší. To proto, že dosud není zaveden počáteční offset. Např. pořadnici $10^{0,6}$ odpovídá $3,98 - 1 = 2,98$. Signál upravíme regulací zesílení a časové základny osciloskopu vůči rastru a z něj pohodlně čteme příslušné údaje. Teprve potom zavedeme výběrovým odporem R_{71} počáteční offset $U_0 = 0,1 U_{max}$, jak rovněž vyplývá z obr. 90. Seřízení je jednoduché, průběh na oscilogramu G.

Váhovými odpory je upravena i ovládací exponenciála pro log. mód, kterou lze sledovat na MB5. Postupujeme podobně jako



[III-8] A digital oscillator with phase related output. - ing, listopad 74.
 [III-9] Ein digitaler Sinusgenerator. - ik, č. 12/71
 [III-10] Lavinový tranzistor jako generátor kmitočtového spektra. ST č. 9/75.
 [III-11], [III-14], [III-15], [III-17] - NSR duben 76, říjen 76, červenec 77, únor 72
 [III-12] Wobbelkurven auf dem Fernsehschirm dargestellt. Funkschau č. 22/75.
 [III-13] Wobbelmessplatz in Modularbauweise. - ik, č. 10/76.
 [III-16] A high-performance 2-to-18 GHz sweeper. HPJ, březen 75.

[III-17] Network analysis in the range 100 kHz to 110 MHz. HPJ, prosinec 69.
 [III-18] A direct-reading network analyzer for the 500 kHz to 1,3 GHz. HPJ, červen 76.
 [IV-1] [IV-2], [IV-3], [IV-4] - HPJ, srpen 68, září 71 a 73, červen 70.
 [IV-5] Die schnelle Fourier-transformation. NRS, leden 73.
 [V-1] Převodník U/I. AR č. 8, 9/76, 9/76.
 -ing = Electronic Engineering, -ik = Elektronik, -ics = Electronics International, HPJ = Hewlett-Packard Journal, NRS = Neues von Rohde & Schwarz.



Obr. 3. Obvod k řízení čítačů

ZAJÍMAVÁ ZAPOJENÍ

Simulátor logických funkcí

Před konstruktérem, který se zabývá konstrukcí digitálních obvodů, vzniká problém, jak ověřit funkci obvodu, navrženého pomocí Booleovy algebry. Simulátor na obr. 1 dovoluje simulovat všechny logické funkce se dvěma vstupními a jednou výstupní proměnnou. Simulátor je sestaven ze čtyř základních bloků, tří řízených invertorů, elektronického spínače, ústřední logické jednotky (jedno hradlo AND a jedno hradlo NOR, z nichž jsou odvozeny všechny další vazby) a indikátoru s diodami LED. Vstupní proměnné jsou do simulátoru zavedeny pomocí dvou tlačítek a jsou indikovány diodami LED. Abychom zmenšili spotřebu proudu, je možné hradla OR nahradit diodami.

Funkschau č. 15/77

Dělič 12-24-60-100 a jeho řídicí obvod

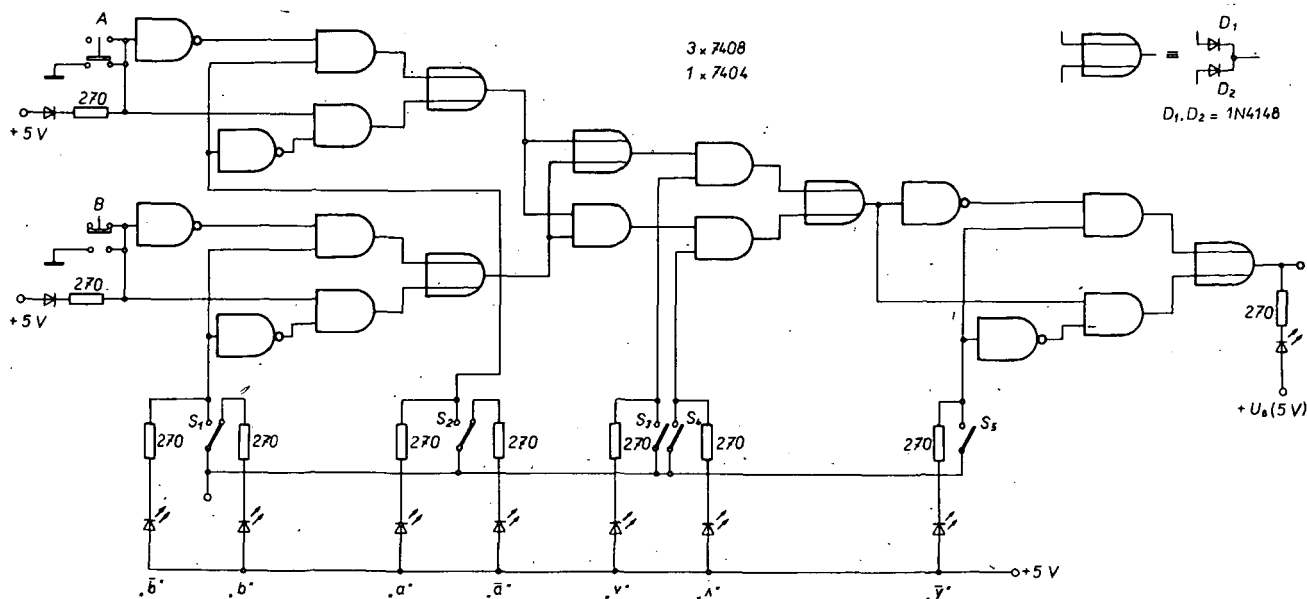
Dělič na obr. 2 je použitelný zejména v digitálních hodinkách anebo v časovém spínači. Čítač můžeme volbou programu nastavit na požadovaný dělicí poměr. Tento čítač lze programovat dekodérem, dekodérem ho lze i nastavit. Z tabulky na obr. 2 je zřejmé, jak je možno naprogramovat různé dělicí poměry. Dělicí poměr je možné nastavit i přepínačem 1 x 4 polohy, připojíme-li na tři volitelné vstupy odpory 680 Ω.

Čítač na obr. 2 je nulován tlačítkem „nulování“. Je-li použit jako hodiny, nebo jako část měřice kmitočtu, pak je nutno

použít k nulování obvod podle obr. 3, který má na výstupu jeden impuls nebo sérii impulsů. Není-li stlačeno tlačítko T1 (ani T2), je na výstupu N1 úroveň log. 0. Proto i signál na druhém vstupu N2 je přenesen na výstup. Stiskneme-li tlačítko T1, dostaneme

na výstup N2 jeden impuls, kterým můžeme čítač vynulovat. Aby po stlačení T1 byla přenesena na výstup série impulsů, musíme na T1 přivést signál z oscilátoru.

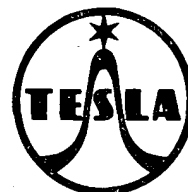
Elektron. č. 80/77



Obr. 1. Simulátor logických funkcí

TESLA BRNO n. p.,

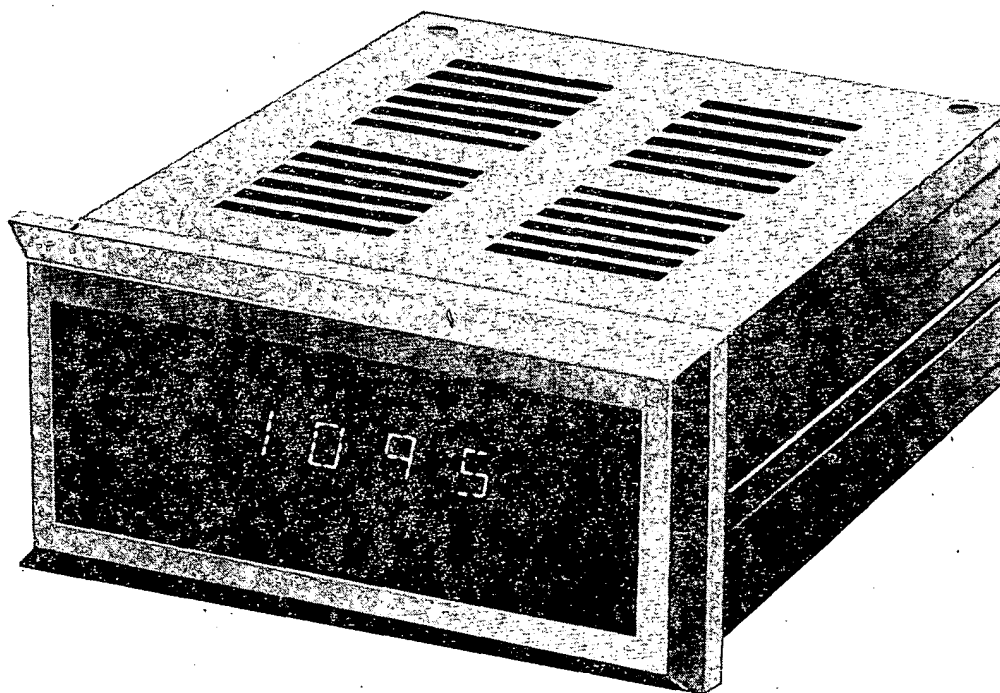
výrobce elektronických měřicích
přístrojů



vám nabízí ze svého bohatého sortimentu

DIGITÁLNÍ PANELOVÉ MĚŘIDLO

BM 551



Je určeno zejména k přesnému měření napětí analogových výstupů elektronických měřicích přístrojů. Této funkci je přizpůsoben i základní rozsah měřidla 1,999 V. Vzhledem ke svým vlastnostem, tj. velké přesnosti ($\pm 0,1\%$ z měřené hodnoty ± 1 mV z rozsahu) a malému vstupnímu proudu (max. ± 10 nA) může sloužit také jako náhrada laboratorních ručkových měřicích přístrojů třídy přesnosti 0,1 %.

Měřidlo může pracovat buď v autonomním režimu, kdy automaticky rychlostí asi tři měření za sekundu opakuje měření vstupního napětí, nebo může být řízeno vnějšími signály. Tato možnost spolu s vyvedením změřeného údaje v kódu BCD dovoluje připojit měřidlo na obvody interface pro použití v automatickém měřicím systému IMS.

Objednávky a dotazy posílejte na adresu:

TESLA Brno, n. p., odbyt
třída Vítězství 23
612 45 BRNO
tel. 253 31, 253 32, 253 33



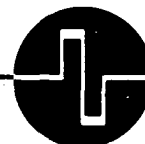
**SOUČÁSTKY
A NÁHRADNÍ DÍLY**

**PRODEJNY
TESLA**



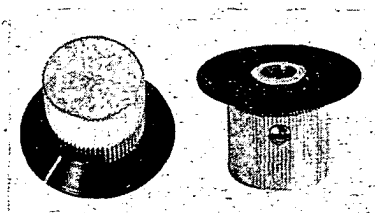
IDEÁLNÍ STAVEBNÍ PRVEK

pro elektroniku
a přesnou mechaniku

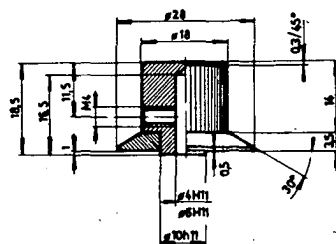


KOVOVÉ PŘÍSTROJOVÉ KNOFLÍKY

K 186 a K 184
na hřídele $\varnothing 6$ a 4 mm



- pro přístroje HIFI-JUNIOR
- pro elektronická měřidla
- pro mechanické aplikace
- pro jiné zesilovače a tunery
- pro amatérské experimenty
- náhrada nevhodných knoflíků



Základní těleso z polomatného legovaného hliníku má vroubkovaný obvod pro lehké, ale spolehlivé uchopení. Robustní stavěcí šroub M4 zajišťuje pevné spojení bez prokluzu i na hladkém hřídeli bez drážky. Ani při silovém utažení knoflík nepraská, jak se to stává u výrobků z plastických hmot. Zvýšená středová patka se opírá o panel a vymezuje mezeru 1 mm mezi panelem a obvodem černého konického indikačního kotouče. Bílá ryska na kotouči (je o 180° proti šroubu) tak umožňuje snadno a bez paralaxy rozeznávat nastavenou informaci. Moderní, technicky střizlivý vzhled a neutrální kombinace přírodního hliníku s černou a bílou dovolují použít tyto knoflíky v libovolně tvarovaném i barevném prostředí.

MALOOBCHODNÍ CENA ZA 1 ks: 13,70 Kčs
Prodej za hotové výhradně v prodejní Elektronika. Poštou na dobírku nezasláme.
Prodej za OC i VC (bez daně). Dodací lhůty:
Do 1000 ks ihned ze skladu, větší počty a prodej za VC na základě HS.

obchodní označení	určeno pro hřídel	číslo výkresu	číslo jednotné klasifikace
K 186	$\varnothing 6$ mm	992 102 001	384 997 020 013
K 184	$\varnothing 4$ mm	992 102 003	384 997 020 014



ELEKTRONIKA

podnik ÚV Svazarmu
Ve Smečkách 22, 110 00 Praha 1

telefon: prodejna 24 83 00
odbyt (úterý a čtvrtek): 24 96 66
telex: 121601